# radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

**Reparaturhinweise für Transistorgeräte S. 53**

PREIS DM 2,00 · 9. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JANUAR 1960 **2**



## AUS DEM INHALT



## OBSAH



## СОДЕРЖАНИЕ




**VEB VERLAG TECHNIK**
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14, Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadresse: Technikverlag Berlin

**radio und fernsehen**
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Redakteure: Karl Belter, Adelheid Blodszun, Oswald Orlik, Peter Schäffer
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

**Verantw. für den Anzeigenteil** und alleinige Anzeigenannahme: DEWAG-Werbung, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. ihre Filialen in der DDR. Gültige Preisliste Nr. 5

**Druck:** Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36



Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

**Bestellungen nehmen entgegen**

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

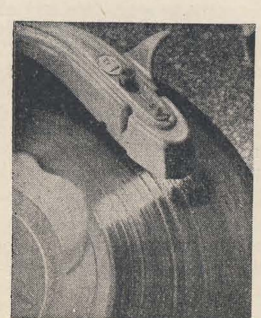
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

**Ausland:**

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R., Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

## CONTENTS





**Titelbild:**

Betrachtet man die Oberfläche einer Schallplatte bei schräg auffallendem Licht, so ist zu entdecken, daß sich das Licht verschieden bricht. Durch die sogenannte Lichtbandbreite lassen sich wichtige Rückschlüsse ziehen. Näheres darüber finden Sie auf S. 38

Foto: H. Blunck

## UNSERE LESER SCHREIBEN

Ich habe in radio und fernsehen 17 (1959) die Information über das „Sternchen" vom VEB Stern-Radio Sonneberg gelesen. Ich bin Besitzer eines „Sternchen" und habe die Möglichkeit, da ich als Flugzeugführer öfters im Ausland bin, die Empfangsqualitäten des „Sternchen" zu prüfen.

Bemerkenswert ist, daß trotz des niedrigen Selektionswertes ein Empfang erst in den Abend- und Nachtstunden möglich war. Ich meine natürlich den Fernempfang. So habe ich in Moskau Radio Wien gut und Bukarest schwach empfangen (Wien 584 kHz, Bukarest Sender Timisara etwa 850 kHz). Weiterhin habe ich den Süddeutschen Rundfunk mit Schwund empfangen.

In Bukarest und Sofia habe ich ebenfalls Radio Wien und den Süddeutschen Rundfunk empfangen.

In Sofia hatte ich eine solche Vielzahl von Sendern, daß keine Stelle auf dem Frequenzband frei blieb. Die Trennschärfe war dabei außerordentlich gut. Die Empfangsversuche wurden alle im gutgeschlossenen Zimmer und ohne irgendeine zusätzliche Antenne durchgeführt. Ich glaube, daß mit dem „Sternchen" ein guter Anfang in der Produktion von volltransistorisierten Taschenempfängern gemacht wurde und daß er mit ähnlichen Geräten anderer Länder durchaus konkurrieren kann.

*J. G., Berlin-Oberschöneweide*

*

Bin seit kurzem im Besitz eines Transistor-„Sternchen". Urteil: Ganz Ihrem Urteil entsprechend. Leistung (HF) ganz erstaunlich! Rauschen leider bei schwacher Feldstärke ziemlich stark, aber erträglich, auch für verwöhnte Leute. Trennschärfe könnte besser sein! Beachtlich, aber mit Leistung verglichen zu wenig, dadurch gehen viele Sender verloren! Übersteuerungserscheinungen bei starken Sendern (hier 5-kW-Sender auf 912 kHz in 15 km Entfernung) treten auf, „zwitschert" wie verstimmte ZF ... Klang in Anbetracht des Gehäuses und vor allem der Lautsprechergröße immerhin annehmbar. Preis erstaunlich günstig! Warum aber Spezialbatterie? Es gibt doch kleine 1,5-V-Stabbatterien, von denen 6 Stück bestimmt unterzubringen wären (etwas andere Raumaufteilung vorausgesetzt). Insgesamt ein Hoch den „schnellen Sonnebergern"! Fixe Arbeit, auch seitens des Handels! Kleine Frage am Rande: Warum geht's nicht immer so?

*H. J., Görlitz*

*Leider kann Herr H. J. nicht immer so zufrieden mit Industrie und Handel sein. Ein paar Tage vorher hatte er uns folgenden Brief geschrieben:*

Mit großem Interesse las ich den redaktionellen Beitrag im Heft 21 von radio und fernsehen betr. der Halbleiter-Planungs-Zauberei. Gerade im Zusammenhang mit der Meinungsäußerung der Mitarbeiterin der DHZ Potsdam dürfte ein Schreiben interessant sein, das ich dieser Tage vom Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) erhielt ... Wie will man denn dann die in Ihrem Leitartikel „Reale Planung" [radio und fernsehen 16 (1959)] am Schluß genannten Zahlen realisieren? ... Angesichts dieses Dilemmas – auch der Foto-, Ge- und dm-Dioden – vergeht sogar mir jeglicher Humor. Meine Meinung: Ich bin kein Freund von rigorosen Maßnahmen, aber hier müßte sich wirklich mal die Staatsanwaltschaft einschalten! ...

*H. J., Görlitz*

*Herr H. J. nimmt auf folgende Zuschrift des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) an ihn Bezug:*

Transistoren OC 815 bis OC 821

In Beantwortung Ihrer obigen Zuschrift teilen wir Ihnen mit, daß o. g. Transistoren noch nicht serienmäßig hergestellt werden. Die Entwicklungsfertigung liegt beim VEB WBN „Carl von Ossietzky" Teltow.

*VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)*
*Hergt Schummel*

*In unserem Leitartikel „Reale Planung" im Heft 16 (1959) Seite 491 hatten wir festgestellt: „In diesem Jahr sind laut Beschluß der VVB noch 140000 Transistorentypen OC 815 ··· 823, 80000 Hochfrequenzflächentransistoren OC 870 ··· 873 und 12000 1-W-Leistungstransistoren OC 830 ··· 831 zu produzieren." Das Schreiben des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) ist vom 30. 10. 59. Wir glauben nicht, daß die zum Beschluß der VVB noch fehlenden Typen und Stückzahlen in den letzten zwei Monaten des vergangenen Jahres angefallen sind.*

*Wir fragen:*

*Was hat sich die Leitung der VVB RFT Bauelemente und Vakuumtechnik bei der Abfassung ihres Beschlusses ihrer 2. Industriezweigkonferenz Anfang Juli 1959 gedacht? Hielt sie ihn damals noch für realisierbar? Dann zeugt das für eine sehr schlechte Fähigkeit, die wirkliche Lage real einzuschätzen!*

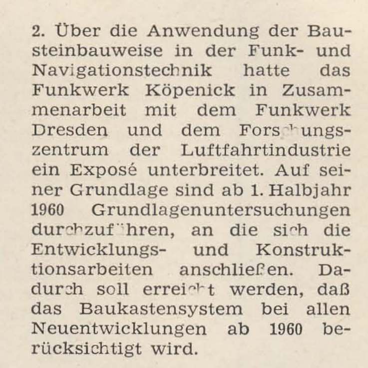
*Oder hielt sie ihn damals schon nicht mehr für voll realisierbar? Wen wollte sie dann mit schönen Worten statt mit Transistoren abspeisen? Die Industrie? Die Öffentlichkeit? Die Partei der Arbeiterklasse?*

*Wir fragen Herrn Rudolf Schmidt, Hauptdirektor der VVB RFT Bauelemente und Vakuumtechnik:*

*Wann werden Sie zu der bereits mehrfach an der von Ihnen geleiteten VVB in unserer Zeitschrift geübten öffentlichen Kritik [siehe auch Heft 20 (1959) S. 633 und Heft 21 (1959) S. 691] Stellung nehmen?*

**Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...**

- Der Mittelsuper „Potsdam D"
- Verstärker mit automatischer Lautstärkeregelung
- Heißleiter für verschiedene Zwecke
- Schaltvorgänge- und Operatorenrechnung
- Die neue Funkentstörungsordnung
- Theorie und Anwendung von Spannungsteilern




▼ **VEB Werk für Fernseheelektronik** heißt ab 1. Januar dieses Jahres der bisherige VEB Werk für Fernmeldewesen, Berlin-Oberschöneweide, das eingetragene Warenzeichen „WF" wird beibehalten. Der bisherige Zweigbetrieb, d. h. das Gerätewerk in Berlin O 112, trägt ab 1. Januar allein den Namen VEB Werk für Fernmeldewesen. Für seine Erzeugnisse entfällt mit diesem Zeitpunkt das eingetragene Warenzeichen „WF".

▼ **Prof. Dr. Walter Heinze**, Direktor an der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, und **Dipl.-Ing. Rolf Rigo**, Leiter des Zentrallaboratoriums für Empfängerröhren, VEB Funkwerk Erfurt, wurden auf Beschluß des Präsidiums des Ministerrates der DDR mit dem Ehrentitel „Verdienter Techniker des Volkes" ausgezeichnet.

▼ **Die Leipziger Frühjahrsmesse 1960** wird vom 28. 2. bis 8. 3. etwa 9500 Aussteller aus etwa 50 Ländern vereinigen. Einkäufer und Besucher werden aus ungefähr 80 Ländern erwartet.

▼ **Das größte Funkgebäude der Welt** ist das in vier Jahren erbaute Pariser Funkhaus am Seine-Quai mit einer Fläche von 20 000 m² und einem umbauten Raum von 450 000 m³.

▼ Wie wir der „Deutschen Zeitung" vom 12. Dez. 1959 entnehmen, sind nach Ermittlungen westdeutscher Befragungsinstitute **bis zu 95% der Fernsehgerätebesitzer** in Westberlin und den an die DDR grenzenden Randgebieten Westdeutschlands regelmäßige Fernsehteilnehmer des Deutschen Fernsehfunks.

▼ **Das tschechoslowakische Rundfunkwerk Tesla** in Pardobice lieferte im vergangenen Jahr 28 500 Fernsehempfänger in die DDR. Bis 1962 werden es voraussichtlich etwa 115 000 Geräte sein.

▼ In Österreich wurde im Dezember der **100 000. Fernsehempfänger** verkauft.

▼ **Auf den Strecken** der Tschechoslowakischen Staatsbahnen soll im Dritten Fünfjahrplan mit der Einführung von Funksprechanlagen begonnen werden, wie die tschechoslowakische Fachzeitschrift Sdělovací Technika mitteilt. Sie sollen der Verbindung zwischen dem Dispatcher des entsprechenden Streckenabschnittes und dem Lokführer des fahrenden Zuges dienen.

▼ **In Leipzig** fand Anfang Dezember die Erste Internationale Arbeitstagung über die Anwendung stabiler Isotope im Institut für Physikalische Stofftrennung bei der Deutschen Akademie der Wissenschaften statt. Außer der DDR waren die Sowjetunion, die Volksrepublik China, die ČSR, Polen, Rumänien, Ungarn und Jugoslawien durch Experten vertreten. Die Tagung hatte die Aufgabe, neue Anwendungsmöglichkeiten für stabile Isotope in der Forschungsarbeit zu finden. Darüber hinaus diente sie der Vertiefung der Zusammenarbeit und dem Austausch neuer wissenschaftlicher Erkenntnisse zwischen den sozialistischen Ländern.



In der nach neuzeitlichen technischen Gesichtspunkten errichteten Montagehalle der „Orion"-Werke in Budapest werden Fernsehempfänger montiert

## Auf der ersten Neuererkonferenz der VVB RFT Nachrichten- und Meßtechnik

am 10. 12. 1959 wurden u. a. folgende Sofortmaßnahmen zur Durchsetzung der Standardisierung diskutiert:

1. eine für den Industriezweig Nachrichten- und Meßtechnik verbindliche Auswahlreihe für Meßgerätegehäuse. Der Vorschlag hierfür wurde von der Koordinierungsstelle der RFT in Verbindung mit dem Funkwerk Erfurt, dem Funkwerk Dresden sowie dem Werk für Fernmeldewesen ausgearbeitet.

2. Über die Anwendung der Bausteinbauweise in der Funk- und Navigationstechnik hatte das Funkwerk Köpenick in Zusammenarbeit mit dem Funkwerk Dresden und dem Forschungszentrum der Luftfahrtindustrie ein Exposé unterbreitet. Auf seiner Grundlage sind ab 1. Halbjahr 1960 Grundlagenuntersuchungen durchzuführen, an die sich die Entwicklungs- und Konstruktionsarbeiten anschließen. Dadurch soll erreicht werden, daß das Baukastensystem bei allen Neuentwicklungen ab 1960 berücksichtigt wird.

3. stand ein Vorschlag für die Anwendung einheitlicher Schränke für die Geräte der Nachrichtentechnik zur Diskussion. Ausgearbeitet wurde dieser Vorschlag unter der Verantwortlichkeit des Fernmeldewerkes Leipzig in Verbindung mit dem Fernmeldewerk Arnstadt, Rafena Radeberg, dem Gerätewerk Leipzig, den Funkwerken Dresden, Köpenick und Kölleda sowie dem Funk- und Fernmeldeanlagenbau Berlin.

4. Die Technisch-Physikalischen Werkstätten Thalheim legten ein Untersuchungsergebnis über die Standardisierungsmöglichkeiten von Netztrafos und Drosseln für Nachrichtengeräte vor, auf dessen Grundlage einheitliche Netzteile für Meß- und Prüfgeräte festgelegt werden sollen.

5. Vom ZLF Berlin wurden Vorschläge unterbreitet, in welcher Weise Bausteine im Bereich der VVB Nachrichten- und Meßtechnik konstruktiv einheitlich gestaltet werden können, während eine Brigade im WBN Großbreitenbach die Vorarbeiten für die Festlegung eines Einheitsfedersatzes für Klinken, Schalter, Relais u. ä. leistete.

6. Als letztes sei die Diskussion über eine Wiederholkartei für den Bereich der VVB Nachrichten- und Meßtechnik erwähnt, mit deren Ausarbeitung das Funkwerk Dresden beauftragt war.

## Richtkrone auf neuem Fernsehturm

Mitte Dezember des vergangenen Jahres war die Richtkrone auf dem 65 m hohen Fernsehturm aus Stahlbeton auf dem Collm bei Oschatz errichtet worden. Dieser 14stöckige Stahlbetonturm mit seinen Parabolspiegeln mit Durchmessern bis zu 4 m wird die Aufgabe haben, das Fernsehprogramm aus Berlin-Adlershof an die Sender Leipzig, Dresden und Katzenstein (Karl-Marx-Stadt) weiterzuleiten. Gleichzeitig soll diese neue Richtfunkrelaisstation der internationalen Fernseh- und drahtlosen Fernsprechverbindung mit der CSR dienen.

Für den Rohbau wurden bisher 350 000 DM ausgegeben. 1960 stehen weitere 1,2 Millionen DM zur Verfügung. Planmäßig ist die Inbetriebnahme dieser neuen Relaisstation für 1961 vorgesehen.

## Fernsteuersystem bei sowjetischer Erdölförderung

Ein Radiofernschaltsystem, das fünf auf einer Fläche von 200 km² liegende Pumpstationen steuert, ist in einem Erdölrevier an der Wolga in Betrieb genommen worden. Die Pumpen pressen Wasser in die erdölführenden Schichten, um durch hohen Druck das Erdöl ständig steigen zu lassen. Damit ist der erste Versuch, ein Radiofernschaltsystem in der Industrie der Sowjetunion einzuführen, erfolgreich abgeschlossen worden. Fernsteuerungssysteme dieser Art werden bisher nur in wenigen Betrieben in den USA angewandt. Das sowjetische Steuerungssystem ermöglicht jederzeit, die einzelnen Pumpwerke anzulassen oder zu stoppen. In Sekundenbruchteilen kann mit Hilfe des neuen Systems jede gewünschte Information über die Beschaffenheit der Pumpvorrichtungen, über Wasserdruck u. a. an die Zentrale übermittelt werden.

## „Discoverer VIII"

Am 20. November 1959 wurde von Vandenberg in Kalifornien der Erdsatellit „Discoverer VIII" gestartet. Nach Angaben der US-Luftstreitkräfte löste sich wenige Minuten nach dem Start die zweite Raketenstufe mit dem Satelliten von der „Thor"-Schubrakete und nahm Kurs auf den Südpol. Beim späteren Überfliegen des Nordpols wurde das erste Signal des „Discoverer" von den Funkstationen Kodiak und Annett Islands vor Alaska empfangen. Der „Discoverer VIII" besitzt ein Apogäum von 1600 km und ein Perigäum von etwa 192 km. Zu einer Erdumkreisung braucht er 103 Minuten. Die mitgeführte 139,5 kp schwere Instrumentenkapsel war programmgemäß beim 15. Umlauf um die Erde ausgestoßen worden und im Gebiet von Hawaii niedergegangen. Der Versuch, die Kapsel bei ihrer Rückkehr zur Erde mit Schleppnetzen in der Luft aufzufangen, gelang nicht. Insgesamt sind damit fünf derartige Versuche mißlungen. Bei den bisherigen Fehlschlägen hatte meist der Mechanismus zur Trennung der Kapsel von dem Satelliten versagt. Nach Mitteilung der US-Luftstreitkräfte erfolgte diesmal jedoch das Ausklinken programmgemäß. Auch die Bremsraketen hätten wie vorgesehen gezündet. Allerdings gehe aus den empfangenen Funksignalen nicht hervor, ob sich der Fallschirm der Kapsel entfaltete. Die Kapsel war so konstruiert, daß sie nach dem mit Fallschirmen gebremsten Aufschlag auf See schwimmt. Wahrscheinlich wurde die Kapsel beim Aufschlag auf der Meeresoberfläche leck und sank.

**Eine amerikanische interkontinentale Rakete**

vom Typ „Titan" ist Mitte Dezember des vergangenen Jahres beim Abschuß vom Raketenstützpunkt Kap Canaveral durch eine gewaltige Explosion zerrissen worden.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

9. JAHRGANG · 2. JANUARHEFT 2 1960

Dr. WOLFGANG ROHDE

# Das Nachrichtenwesen in Staat und Wirtschaft

Kein moderner Staat und kein Wirtschaftssystem können heute in ihren Verwaltungs- und Organisationsarbeiten ohne ein gut funktionierendes Nachrichtenwesen auskommen. Diese Feststellung gilt zunächst unabhängig davon, ob es sich um ein sozialistisches oder kapitalistisches System handelt. Erst der Einsatz der Nachrichtenmittel läßt Unterschiede zutage treten, ob nämlich ein Dienst primär zur Sicherung von Menschenleben oder zur Erringung des größtmöglichen Profits, ob er zur aufklärenden oder verhetzenden Propaganda eingesetzt wird.

Die Begriffe „Verwaltungs- und Organisationsarbeiten" sowie „Nachrichtenwesen" sind dabei umfassender Art, und es soll die Aufgabe der nachfolgenden Ausführungen sein, die einzelnen Zweige des Nachrichtenwesens in ihrer Funktion sowie in ihrem Zusammenhang mit Staat und Wirtschaft kurz darzustellen. Auf eine vorangehende Aufzählung der einzelnen Zweige soll verzichtet, jedoch eine Differenzierung berücksichtigt werden: Wir unterscheiden Nachrichtendienste, die das gesamte Staats- und Wirtschaftsgebiet umfassen und auch über dessen Grenzen hinaus wirken, und Dienste, die einen örtlich begrenzten Wirkungsbereich haben. Derartige Dienste sind ebenfalls in Verwaltungs- und Wirtschaftsstellen im Einsatz. Zwei Dienste sollen jedoch zunächst von dieser Einteilung ausgenommen werden: Überseefunk sowie Flug- und Schiffssicherung.

Aus den erweiterten Einsatzmöglichkeiten, wie sie die ständige Entwicklung der Nachrichtentechnik mit sich bringt, ergibt sich, daß der Begriff der „Nachrichten" weit über die reine Wortinformation (sei es als gesprochenes oder als geschriebenes Wort — im Telegrafen und Fernschreiber —) hinausgeht. Auch das Bild stellt eine Nachricht dar, realisiert zunächst in der Form des Bildtelegrafen. Das Fernsehen ist eine Methode der Nachrichtenübermittlung, und die Bedeutung des industriellen Fernsehens, über das in dieser Zeitschrift schon mehrfach berichtet wurde, tritt in diesem Zusammenhang besonders klar hervor. Aber auch die Meßwertübertragung und die Befehlsübermittlung, z. B. Ruderlageanzeige und -geber in Schiffsanlagen, gehören zum weiten Gebiet der „Nachrichten". Auf diesen Zweig soll jedoch hier nicht eingegangen werden.

Als Nachrichtenmittel sind zunächst einmal der Fernsprecher sowie der Hör- und Fernsehrundfunk den weitesten Kreisen bekannt. Die Entwicklung des Fernsprechnetzes ist noch immer in einem ständigen Fluß, ohne daß bisher ein Abschluß abzusehen ist. Dabei haben die ständig steigende Teilnehmerzahl und das Bedürfnis nach schneller Herstellung der Teilnehmerverbindung den technischen Fortschritt forciert, und zwar sowohl im innerstädtischen Verkehr wie im Landesdienst.

Um wartezeitlose Verbindungen herzustellen und Vermittlungspersonal einzusparen, ging man zunächst in den einzelnen Vermittlungsbezirken von der manuellen zur automatischen Vermittlung über. Dabei entstand der Begriff der Sammelnummer: Verwaltungen und Betriebe mit einem eigenen umfangreichen Nebenstellennetz innerhalb des Hauses, die eine Vielzahl von Amtsanschlüssen benötigen, werden nur über eine einzige, mit der Ziffer „1" endende Anschlußnummer erreicht. Ist diese Ziffer besetzt, werden automatisch die nächsten, dem Teilnehmer zugeordneten Endziffern „2; 3" usw. gesucht, bis ein freier Anschluß erreicht ist. Bereits vor dem Kriege erweiterte man dieses Verfahren dahingehend, daß bei bekannter Hausanschlußnummer durch Wahl dieser Ziffern im Anschluß an die eigentliche Vermittlungsnummer ohne Zwischenschalten der Teilnehmervermittlung der Endteilnehmer direkt angewählt werden konnte. Bei vielen Dienststellen in Berlin ist diese Technik wieder eingeführt worden. Es ist offensichtlich, daß dieses Verfahren der „Durch-" oder „Einwahl" zeitsparend ist und die ohnehin stark belegten Leitungen durch Wartezeiten weniger lange blokkiert. Auch eine Personaleinsparung in der Teilnehmervermittlung ist damit verbunden. Eine weitere Verkürzung der Wahl- und Wartezeiten

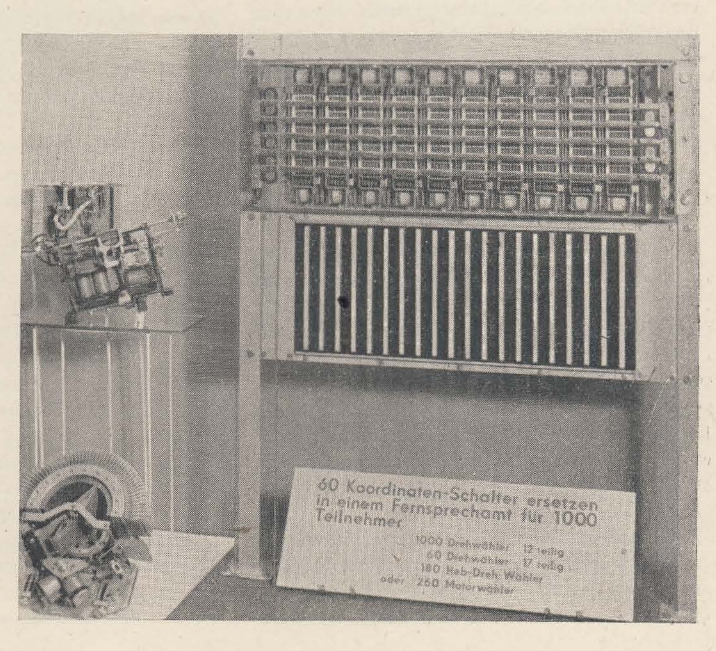



Bild 1: Ein Mehrfachkoordinatenschalter, gezeigt auf der Lehrschau der Standardisierung in Leipzig. 60 dieser in Gemeinschaftsarbeit der sozialistischen Länder entwickelten und in der Volksrepublik Ungarn gefertigten Geräte ersetzen 1000 Drehwähler (12-teilig), 60 Drehwähler (17-teilig) und 180 Hebdrehwähler bzw. 260 Motorwähler

stellen die zwischen einzelnen Verwaltungen oder zwischen Betrieben mit Außenstellen bestehenden Querverbindungen dar, bei denen auf speziellen, von der Post gemieteten Leitungen eine Direktverbindung ohne Einschaltung der Amtseinrichtungen beim Anrufenden und, sofern das Einwahlsystem vorhanden ist, beim Angerufenen möglich ist.

Bei Ferngesprächen, also Gesprächen über den Ortsamtsbereich hinaus, stören sehr die oft unverhältnismäßig langen Wartezeiten, die nicht allein aus der ungenügenden Zahl der Fernleitungen, sondern auch aus dem zeitraubenden Aufbau des Gesprächs über verschiedene Vermittlungsämter resultieren, die personell häufig auch noch knapp besetzt sind.

Man geht daher auch bei diesen Verbindungen zur Automatik, zum „Selbstwählfernverkehr" über. Nach Vorwahl in die Fernleitung des eigenen Amtsbereichs durch Wahl der „Verkehrsausscheidungszahl" wählt man (in vereinfachter Darstellung) die Nummer des gewünschten Knotenamts bzw. dann weiter der diesem Amt angeschlossenen Orte und die jeweilige Teilnehmernummer. Der nächste Schritt ist dann der Aufbau eines internationalen, zunächst halbautomatischen Fernsprechverkehrs, der ebenso wie der landesinnere Selbstwählfernverkehr bei uns in Angriff genommen ist.

Da es sehr kostspielig ist, jedes Ferngespräch über eine eigene Leitung zu geben, hat man die Trägerfrequenztechnik zur Vielfachausnutzung der Kabel entwickelt. Hierbei werden die einzelnen Sprechkanäle auf Trägerfrequenzen umgesetzt, diese in Gruppen zusammengefaßt und die Gruppen in ein mehrere hundert kHz umfassendes Frequenzband eingeordnet. Dadurch ist es möglich, den Frequenzbereich eines Kabels voll auszunutzen und somit eine Vielzahl von Gesprächen über ein Kabel zu führen. Neben dem Einsatz in Weitverkehrsanlagen hat die Trägerfrequenztechnik auch für kürzere Entfernungen an Bedeutung gewonnen. Dabei können die Trägerfrequenzbänder über Fernmeldekabel, koaxiale Breitbandkabel oder über Richtfunkstrecken verwendet werden. Mit diesen Entwicklungen — Automatisierung und Trägerfrequenztelefonie — hat das Fernsprechen eine Perfektion erhalten, die den Anforderungen sowohl von der Technik (Betriebssicherheit, schneller Verbindungsaufbau, Weitverkehr, Personaleinsparung usw.) wie vom Bedarf her gerecht wird.

Technische Verbesserungen am Fernsprechapparat selbst (der auch nach Form und Farbe durchaus noch entwicklungsfähig ist) wie Ersatz des Läutewerks durch einen Tongenerator, automatischer Telefonanrufbeantworter u. ä. vervollkommnen den Stand dieses am weitesten verbreiteten Nachrichtenmittels.

Von den übrigen örtlichen oder überörtlichen Nachrichtendiensten, auf die noch eingegangen wird, unterscheidet sich das Fernsprechnetz dadurch, daß jeder Bürger — wenn auch noch begrenzt durch den Ausbauzustand des Netzes — sich an ihm durch Anschluß einer Fernsprechstelle aktiv, als Anrufender, beteiligen kann. Dieses Recht kommt den Postverwaltungen wegen der sehr zahlreichen Wenigsprecher aus ökonomischen Gründen nicht immer gelegen. Deshalb richtet man vielfach auch sogenannte Zweieranschlüsse ein, bei denen zwei Teilnehmer an einer Leitung, jedoch mit verschiedenen Rufnummern und ohne gegenseitige Abhörmöglichkeiten liegen. Die Einschränkung liegt darin, daß beide Teilnehmer nicht gleichzeitig und nicht miteinander telefonieren können.

Im Rahmen der Postdienste sollen der öffentliche Telegraf, ebenfalls mit Mehrfachausnutzung der Leitungen, und das Fernschreibnetz (Telex-Verkehr) nur am Rande erwähnt werden, wenngleich gerade deren wirtschaftliche Bedeutung sehr erheblich ist. Besonders der Telex-Verkehr erlaubt mit seiner direkten Anwahl des Empfängers einen unmittelbaren Nachrichtenaustausch zwischen den Partnern in Rede und Gegenrede, wobei die schriftliche Fixierung dokumentarischen Wert hat. Verwaltung und Wirtschaft sind ohne dieses moderne Hilfsmittel kaum noch denkbar, zumal die Vorteile auch gegenüber dem Telegramm auf der Hand liegen.

Im Gegensatz zum Nachrichtennetz der Deutschen Post als Träger des öffentlichen Fernsprech-, Telegramm- und Fernschreiber-Verkehrs, das also allen Bürgern im Rahmen der gegebenen Möglichkeiten zur Verfügung steht, ist das Fernmeldenetz der Eisenbahn ausschließlich zur internen Benutzung vorhanden, aber darum nicht minder wichtig und wertvoll. Es ist leicht einzusehen, daß ein derart verzweigter und komplizierter Betrieb wie die Eisenbahn ein völlig unabhängiges Fernmeldenetz zur Verfügung haben muß, das nicht auf Dritte angewiesen ist bzw. durch Dritte behindert oder gar gestört werden kann. Das Nachrichtenwesen der Eisenbahn bedient sich daher ebenfalls aller modernen Fernmeldeeinrichtungen wie Fernsprechdispatcheranlagen, Fernsprechnetz unter Einsatz von Trägerfrequenzsystemen und Richtfunkanlagen, Fernschreibnetz, dazu als Ersatz der alten Morseschreiber die Zugmeldeschreiber sowie das Funkwesen. Während die erstgenannten Dienste für das Gesamtnetz im Einsatz stehen, sind die Funkeinrichtungen örtlich begrenzt und meist nur im Bereich von größeren Betriebsbahnhöfen vorgesehen. Ihr Einsatz erfolgt mit UKW als Rangierfunkanlagen. Erhöhung der Sicherheit, Verminderung von Rangierschäden und Beschleunigung des Wagenumlaufs werden hierbei erreicht. (Als weiteres elektronisches Hilfsmittel in Ablaufstellwerken von Rangierbahnhöfen sei die Benutzung von Rechenautomaten erwähnt.) Eine Erweiterung des Rangierfunks stellt der im Aufbau befindliche Streckenfunk dar, der eine Sprechverbindung zwischen Zügen auf freier Strecke und dem Dispatcher herstellt. In diesem Zusammenhang muß nochmals auf das industrielle Fernsehen als Nachrichtenmittel hingewiesen werden, durch das Informationen, also „Nachrichten", über bestimmte Zustände oder Vorgänge schnell und eindeutig an eine Zentrale gegeben werden können. Bekannte Anwendungsmöglichkeiten im Bereich der Eisenbahn sind z. B. Kontrolle von Bahnübergängen, Zugschluß- und Wagenzettelkontrolle.

Zugfunkeinrichtungen dagegen dienen dem Bedürfnis der Reisenden und vermitteln Telefongespräche zwischen dem Passagier und postalischen Fernsprechteilnehmern.

Ein drittes Nachrichtennetz, das sich ebenfalls über ein ganzes Staats- bzw. Wirtschaftsgebiet erstreckt und an dem die Öffentlichkeit nicht direkt teilnimmt, ist das der Elektrizitäts-Versorgungsunternehmen. Diese betreiben auch ein eigenes Fernsprechnetz, wobei die Benutzung der Hochspannungsleitungen besondere Fernmeldeleitungen erspart. Die Übertragung der Gespräche sowie von Meßwerten und Kommandos (Fernmessen und Fernsteuern) erfolgt trägerfrequent, die Herstellung der Verbindungen mittels Selbstwählverkehr. Spezielle Ankopplungsgeräte und Hochspannungs-Kopplungskondensatoren sowie Sperren, die verhindern, daß trägerfrequente Ströme in andere Leitungen abfließen, seien kurz als Besonderheiten dieses Zweiges der Nachrichtentechnik erwähnt.

Über die Bedeutung von Rundfunk und Fernsehen als Nachrichtenmittel — und zwar immer in Verbindung mit einer politischen Zielsetzung — braucht wohl im Rahmen dieser Zeitschrift nichts weiter gesagt zu werden.

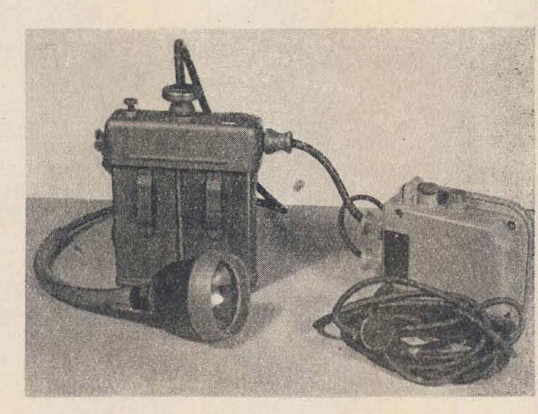


Bild 2: Der Bergbau-Notrufsender des VEB Funkwerk Dresden. Er ist ein Langwellen-Telegrafie-(A 2)-Gerät und wird aus der Batterie der Grubenkopflampe gespeist. Batterie und Sender sind am Koppel zu tragen

Während die eben geschilderten Dienste — postalisches Fernsprechnetz, Eisenbahnnetz, Elektrizitätswerknetz sowie Rundfunk und Fernsehen — das gesamte Staatsgebiet bedecken und natürlich auch darüber hinausgreifen, haben die folgenden Dienste, die nach außen nicht so stark in Erscheinung treten, nur örtlichen Charakter. Ihre Bedeutung ist sowohl staatsrechtlicher wie wirtschaftlicher Art und betrifft in nicht unwesentlichem Maße die Sicherheit der Bürger.

Bewegliche Dienste bedienen sich des Funks im UKW-Gebiet (meist 1; 2 und 4 m Wellenlänge), während stationäre Dienste vorwiegend drahtgebunden sind.

Wichtigste Beispiele für bewegliche Funkdienste mit fester Hauptstation sind der Polizeifunk, in der Öffentlichkeit bekannt durch die Funkstreifenwagen einschließlich Feuerwehr, sowie der Verkehrsfunk. Das Arbeitsprinzip ist bei beiden gleich: Funkverbindung von einer festen Zentrale zu den im Einsatz befindlichen Fahrzeugen und umgekehrt. Üblicherweise ist eine direkte Verbindung der Fahrzeuge untereinander nicht möglich. Sogenannte Selektivrufeinrichtungen gestatten es, jeweils nur das gewünschte Fahrzeug anzusprechen. Bekanntester Vertreter des Verkehrsfunks ist der Taxifunk, aber auch andere Verkehrsunternehmen, Transportbetriebe usw. bedienen sich zur Beschleunigung des Betriebsablaufs eigener Funkeinrichtungen. Seefunksprechverbindungen (z.B. in Häfen) sowie Kleinfunkbrücken, ebenfalls im UKW-Gebiet, für die Energieversorgung und die Post sind weitere Anwendungsmöglichkeiten, die hier angedeutet werden sollen.

Der Übertage-Bergbau bedient sich ebenfalls mehr und mehr der Vorteile schneller Nachrichtenübermittlung in Form der Funksprechdienste, so zur Befehlsübermittlung an Förderbrücken, Transportzüge, zur Havariemeldung

u. ä. Wegen der notwendigen Beweglichkeit bzw. der geringen Sprechdichte lohnen sich feste, d. h. drahtgebundene Fernsprecheinrichtungen hierbei nicht. Andere große Industriebetriebe dagegen, wie Stahl- und Chemiewerke, benutzen vorteilhaft drahtgebundene Netze, die völlig getrennt vom Postnetz arbeiten. Die Art der Sprechstelleneinrichtung richtet sich dabei nach dem Einsatzzweck, wobei entweder nur Verbindungen zum Dispatcher oder Meister oder aber innerhalb eines eigenen Fernsprechnetzes Verbindungen zu allen Endapparaten möglich sind.

Spezielle drahtlose Geräte, bedingt durch die Ausbreitungsverhältnisse erfordert der Untertage-Bergbau, einmal als Nachrichtengeräte dort, wo sich der Einsatz drahtgebundener Geräte wegen zu geringer Sprechdichte ebenfalls nicht lohnt, zum anderen als Notrufgeräte. Diese zur Sicherheit der Bergleute eingesetzten Geräte ermöglichen z. B. Funkverbindungen bei Verschüttungen. Notrufsender und Untertage-Funksprechgeräte arbeiten jedoch nicht mit freier, sondern mit leitungsgerichteter Ausbreitung, d. h. die Schleifenantenne des Gerätes wird über die in den Schächten normalerweise vorhandenen metallischen Leitungen geworfen. Einem doppelten Zweck dienen die sogenannten Horchgeräte: Bei Verschüttungen können sie zum Abhören von Klopfzeichen dienen, während sie sonst für das Abhören von Gebirgsbewegungen, Wassergeräuschen u. ä. eingesetzt werden. Als Schallwandler dient dabei ein Körperschallmikrofon, das auf die Schwingungen anspricht, denen das Mikrofongehäuse beim Aufsetzen auf das Gestein ausgesetzt ist.

Bei der im Anfang gemachten Differenzierung zwischen gesamtstaatlichen und örtlich begrenzten Diensten wurden der Überseefunk sowie die Schiffs- und Flugsicherung ausgenommen, über die nun einiges gesagt werden soll.

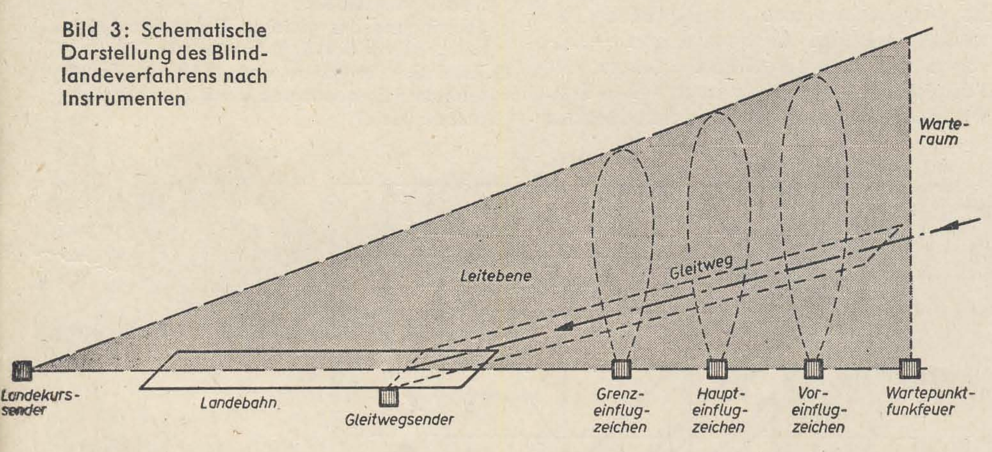



**Bild 3: Schematische Darstellung des Blindlandeverfahrens nach Instrumenten**

Für Schiffe, die sich auf großer Fahrt befinden, stellt der Funk oft über längere Zeiträume die einzige Verbindung mit der Heimat dar. Eine der vornehmsten Aufgaben der Deutschen Post als Träger des Funkwesens in der DDR ist daher die Durchführung des Seefunkdienstes, dessen Abwicklung über Rügen erfolgt. Seine Aufgaben sind natürlich in erster Linie staatspolitischer und wirtschaftlicher Art (z. B. Zieländerungen, Ladeorder usw.). Über den Aufbau der Funkstelle wurde ebenfalls in radio und fernsehen bereits berichtet [siehe Heft 16 (1958) S. 497].

Ein sehr wesentlicher Nachrichtendienst, der einerseits rein örtlichen Charakter hat, andererseits aber weitgehend über die Staatsgrenzen hinausgreift und der bezüglich seiner Sicherungsaufgaben von ständig wachsender Bedeutung ist, ist der gesamte Flugfunk (Flugnavigation und Flugsicherung). Der erhöhte Luftverkehr verlangt immer neue Sicherungsverfahren, die eine ebenfalls ständig steigende Zahl von Frequenzkanälen benötigen. So gibt es heute bereits zwischen den Wellenlängen von etwa 3000 m und 8 mm keinen größeren Bereich, in dem nicht Funkdienste für Navigation, Nachrichten, Raumüberwachung, Landehilfen usw. für die Luftfahrt liegen. Wegen der Internationalität des Flugverkehrs und der Vielzahl der benötigten Dienste ist es selbstverständlich, daß zur Einhaltung der notwendigen Bedingungen und zur Vermeidung von Überschneidungen, z. B. bei den verwendeten Frequenzen, strenge internationale Abmachungen bestehen. Ohne auf Einzelheiten eingehen zu können, sollen Art und Bedeutung der verschiedensten Dienste angedeutet werden, ohne die heute eine Sicherung von Pilot und Fluggast sowie die Einhaltung eines schnellen, planmäßigen und zuverlässigen Flugverkehrs im nationalen und internationalen Rahmen nicht möglich wären. Auch der interkontinentale Luftverkehr untersteht diesen Maßnahmen.

Für die Langstrecken-Funknavigation sind die sogenannten Hyperbelverfahren in Anwendung. Eine Hyperbel ist bekanntlich der geometrische Ort der Punkte, für die die Differenz ihrer Entfernungen zu zwei festen Bezugspunkten, den Brennpunkten. konstant ist. Aus der Laufzeitdifferenz zweier in den Brennpunkten gleichzeitig mit gleicher Frequenz ausgestrahlter Impulse läßt sich die Hyperbel bestimmen, auf der man sich bewegt und die in einer Karte mit Kennzeichnung der zugehörigen Laufzeitdifferenz eingetragen ist. Zur Standortbestimmung wird noch ein zweites, ganz gleichartiges Hyperbelfeld benötigt, für das der eine Senderstandort (Brennpunkt) mit einem des ersten Feldes identisch ist. Der Kreuzungspunkt beider Hyperbeln ergibt dann den gesuchten Standort. Dieses Verfahren arbeitet meist mit Langwellen. Nah-Navigationssysteme arbeiten als sogenannte Drehfunkfeuer im UKW-Bereich oder als Mittelwellenfunkfeuer in Zusammenwirken mit dem automatischen Radiokompaß. Sie ermöglichen dem Pilot den Flug auf den festgelegten Luftstraßen, auf denen sich der eigentliche Flugverkehr heute abwickelt und auf denen auch Flughöhe, Seitenstaffelung und Geschwindigkeit weitgehend vorgeschrieben sind.

Für den Funkverkehr Bord-Boden und umgekehrt sind Kurzwellen-Sende-Empfangsanlagen sowie UKW-Geräte, für die genaue Betriebsfrequenzen vorgeschrieben sind, im Einsatz. Wegen der dicht beieinander liegenden Sprechkanäle sind die Betriebsfrequenzen meist quarzstabilisiert. Diese Anlagen dienen durch entsprechende Möglichkeiten der Befehlsübermittlung sowohl der Navigation als auch der Flugsicherung.

Weitere Geräte werden zur Blindlandung benötigt, wofür mehrere Sender als Landekurssender, Gleitwegsender und Einflugzeichensender (letzterer dreifach) erforderlich sind; dazu kommt noch das Wartepunktfunkfeuer. Für Schlechtwetterlandungen wird jetzt auch in wachsendem Maße die Radartechnik eingesetzt, wobei die Geräte eine doppelte Aufgabe zu erfüllen haben: Überwachung des Luftraums in der Nähe des Flughafens sowie das Heranführen der Flugzeuge bei Schlechtwetterbedingungen an die Landebahn. Dazu dienen Präzisionsanflug-Radargeräte, deren Anzeige vom „Radar-Lotsen" über Funk dem Piloten als Angaben zur Entfernung vom Aufsetzpunkt sowie zur Höhen- und Seitenkorrektur übermittelt werden. Es dürfte einleuchten, daß das Problem der Flugsicherung mit steigender Zahl der in der Luft befindlichen Flugzeuge und mit Erhöhung der Fluggeschwindigkeit immer schwieriger wird und tatsächlich nicht mehr im nationalen Rahmen gelöst werden kann. Viele Sicherungs- und Navigationsverfahren wurden in den letzten Jahren entwickelt und erprobt, nur wenige aber haben sich bisher durchgesetzt, d. h. entsprechen den strengen Forderungen, die wiederum mit wachsendem Flugverkehr immer weiter steigen. Die kurzen Angaben über die Vielfalt der erforderlichen Dienste zeigen aber auch, welche hohen Investitionssummen ein reibungsloser und gesicherter Flugverkehr verlangt.

Nicht minder wichtig sind natürlich Navigation und Sicherung in der Seeschiffahrt. Neben der Funkpeilung, also der Ermittlung der Herkunftsrichtung einer elektromagnetischen Strahlung zur Navigation im Bereich von 240 bis 535 kHz mit Sichtfunkpeilern als den modernsten Geräten, verwendet man zur Sicherung Radar-Rundsichtanlagen, die im Zentimeterwellengebiet arbeiten. Die Funkausrüstungen der Schiffe sind natürlich weit umfangreicher und ermöglichen Verbindungen auf allen üblichen und dafür ebenfalls international festgelegten Wellenlängenbereichen. Besondere Bedeutung kommt dabei wieder der Sicherung zu, z. B. durch Beachtung der vorgeschriebenen Funkstillen und Abhören der internationalen Notruffrequenzen.

Die vorstehenden Ausführungen konnten nur einen gedrängten und keineswegs vollständigen Überblick über die Bedeutung des Nachrichtenwesens in der heutigen Zeit geben. Sie lassen aber erkennen, wie vielfältig die Einsatzmöglichkeiten sind.

Möglichkeiten, z. B. zur Beschleunigung des Betriebsablaufs, und Notwendigkeiten. z. B. zur Sicherung von Menschenleben, sind die Impulse. die auf die Weiterentwicklung der Nachrichtentechnik wirken. Andererseits schafft der technische Fortschritt selbst neue Anwendungszwecke. Hierbei sei u. a. an die Straßenverkehrsüberwachung mit Hilfe des industriellen Fernsehens erinnert. Entwickler und Anwender haben daher die Aufgabe. gemeinsam die sich in der Zukunft ergebenden Möglichkeiten weiter zu führen, zu lenken und für die Praxis auszuschöpfen.

HANS SUTANER

# Die Charakteristik der modernen Schallplatte

*Seit der Erfindung Berliners im Jahre 1887 hat sich die Schallplatte als Speicher für Musik und Sprache alle Erdteile erobert. Schallplatten aller Art sind in unzähligen Exemplaren hergestellt worden. Mit dem Übergang von akustischen Abspieldosen auf elektrische Tonabnehmer und Wiedergabeapparaturen um 1930 gewann die Schallplatte erneut an Beliebtheit, und seit dem Aufkommen der kleinen und unzerbrechlichen Langspielplatten ist der Konsum an Schallplatten — trotz des Magnettonbandes mit seinen Vorteilen — wiederum in der ganzen Welt gewaltig angestiegen. Einzelne Schallplatten haben Auflagen von über eine Million erreicht. Es wird unsere Leser daher interessieren, einiges über die moderne Schallplatte zu erfahren.*

### Schallplattenschrift

Auf jeder handelsüblichen Schallplatte sehen wir viele Rillen, die spiralförmig von außen nach innen verlaufen. Edison wandte seiner Zeit auf Zylindern die Tiefenschrift an, bei welcher der Schneidstichel Bewegungen senkrecht zur Plattenoberfläche ausführte (Bild 1a). Die hierdurch erhaltene Rille weist eine wechselnde Schnittiefe und Schnittbreite auf.

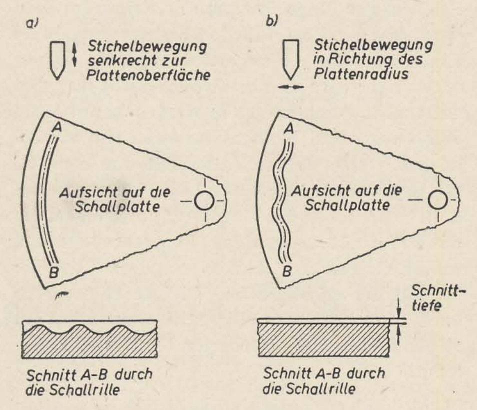



Bild 1:
a) Schema der Tiefenschrift
b) Schema der Seitenschrift

Die wechselnde Schnittbreite entsteht deshalb, weil sich der spitz zulaufende Schneidstichel mehr oder weniger tief in die Plattenoberfläche eingräbt. Berliner benutzte dagegen die Seitenschrift. Bei dieser wird der Stichel in Richtung des Plattenradius (also seitlich) abgelenkt und gräbt eine Rille in Form einer Wellenlinie mit gleichbleibender Schnittiefe und Schnittbreite in den Schallträger (Bild 1b). Mit Seitenschrift sind alle handelsüblichen Schallplatten für einkanalige Wiedergabe betont.

### Normalplatten und Langspielplatten

Es bedarf nur einer einfachen Überlegung, um zu erkennen, daß die Schallschwingungen um so besser auf der Platte festgehalten werden, je schneller sich diese dreht. Mit zunehmender Umdrehungszahl nimmt aber auch die Spieldauer einer Platte ab, weil sich weniger Schwingungen auf einer Plattenseite unterbringen lassen. Die Spieldauer ist außerdem von der Rillenbreite und dem gegenseitigen Abstand der Rillen abhängig. Bis etwa 1950 verwendete man daher Schallplatten, die mit 78 U/min (Umdrehungen pro Minute) laufen mußten. Auf einem Millimeter konnten daher etwa vier Schallrillen untergebracht werden (Normalrillen). Nach diesem Zeitpunkt wurden jedoch die sogenannten Langspielplatten in steigendem Maße hergestellt. Da es gelang, die Masse der Abtastsysteme so zu verringern, daß die Abtastnadel mit wesentlich geringerer Auflagekraft in der Rille lag, konnte man die Rillen schmaler halten. Heute beanspruchen etwa 12 Schmal- oder Mikrorillen einen Millimeter Breite. Dadurch wurde es möglich, die Spieldauer der Schallplatten mit 78 U/min etwa um das Dreifache zu erhöhen. Eine weitere Verlängerung der Spieldauer erzielte man durch Herabsetzung der Umdrehungszahl. Wir kennen heute Langspielplatten für 45 U/min, $33^1/_3$ U/min und sogar — zunächst nur für Sprachaufnahmen — für $16^2/_3$ U/min.
Schallplatten sind in Durchmessern von 30, 25 und 17,5 cm im Handel. Die letztgenannte Größe ist besonders beliebt, da sie klein, leicht und handlich ist und wenig Platz beansprucht. Auf diesen Schallplatten werden vorwiegend Schlager konserviert.

### Rillenlänge von Schwingungen

Ein tiefer Ton weist bekanntlich weniger Schallschwingungen auf als ein hoher. Es entsprechen also einem tiefen Ton weniger seitliche Ausbuchtungen — bezogen auf eine bestimmte Länge der Schallrille — gegenüber einem hohen Ton. Da die Platte stets mit gleichbleibender Geschwindigkeit gedreht wird, gleitet auch in einer bestimmten Zeiteinheit stets eine bestimmte Rillenlänge unter der Abtastnadel vorbei. Laute Töne besitzen größere Schwingungsweiten (Amplitude) und erfordern daher größere seitliche Auslenkungen der Rille als leise Töne (Bild 2). Eine betonte Schallrille bezeichnet man als modulierte Rille. Die Auslenkungen senkrecht zur „Mittellinie der unmodulierten Rille" — also quer zur Plattenlaufrichtung — dürfen im Höchstfall knapp die halbe Stegbreite erreichen, die zwischen unmodulierten Rillen vorhanden

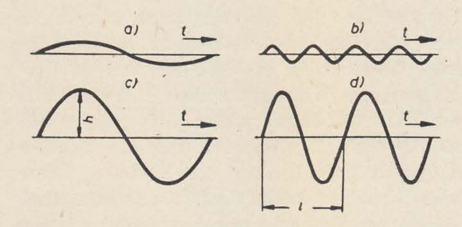



Bild 2:
a) Schwingung eines tiefen Tones mit kleiner Schwingungsweite
b) Vier Schwingungen eines höheren Tones (vierfache Frequenz von a mit kleiner Schwingungsweite)
c) Schwingung des gleichen Tones wie bei a mit größerer Schwingungsweite h
d) Zwei Schwingungen eines höheren Tones (doppelte Frequenz von a mit gleicher Amplitude wie c)

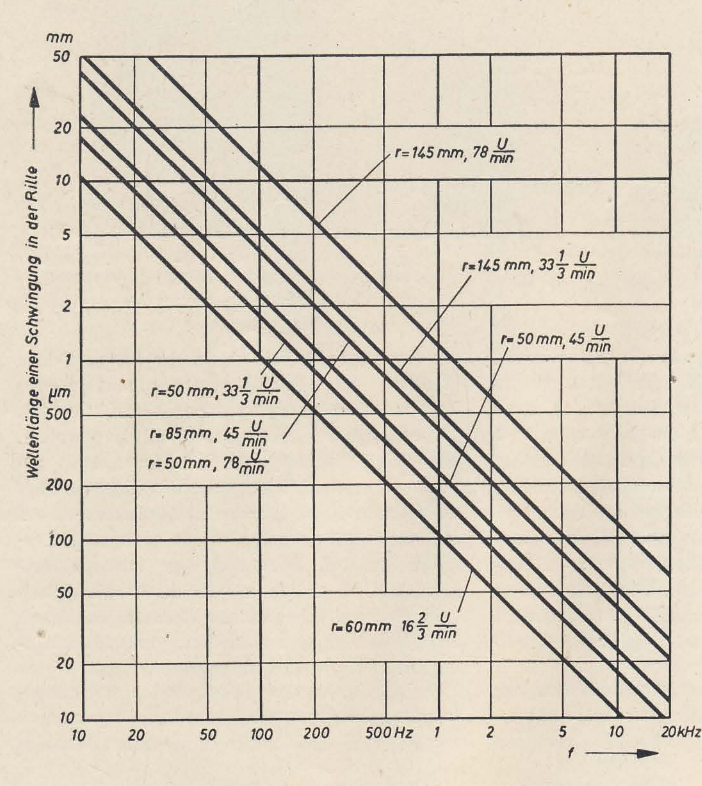



Bild 3: Abhängigkeit der Wellenlänge von der Frequenz für verschiedene Radien

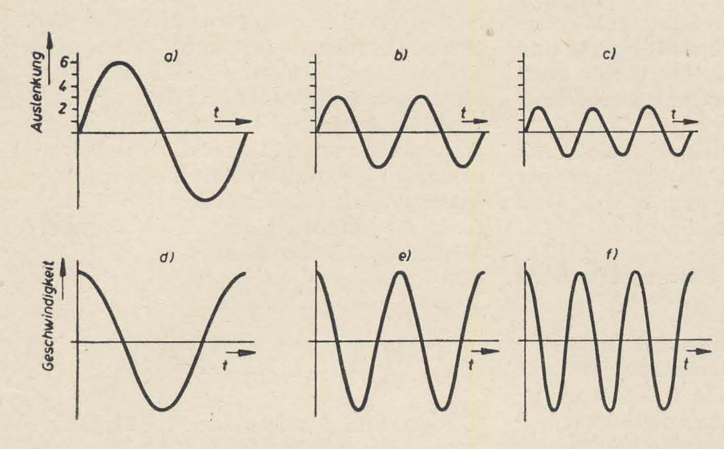



Bild 4: Frequenzkurven bei gleichen Zeiteinheiten. Die Frequenzen b und c betragen das Doppelte bzw. Dreifache der Frequenz von a. Alle drei Frequenzen besitzen jedoch gleiche Schnellen, d, e und f, werden also mit gleicher Lautstärke wiedergegeben

ist, da sonst die Rillen mit großer Auslenkung ineinanderlaufen.
Die Rillenlänge einer Schwingung (Wellenlänge) auf der Platte läßt sich berechnen. Sie ist abhängig von der Umdrehungszahl pro Minute (U/min), dem Rillenradius (r) in mm und der Frequenz (f) in Hz.

Wellenlänge in mm

$$= \frac{2 \cdot \pi \cdot r \cdot U/min}{60 \cdot f} = \frac{r \cdot U/min}{9{,}5 \cdot f}. \qquad (1)$$

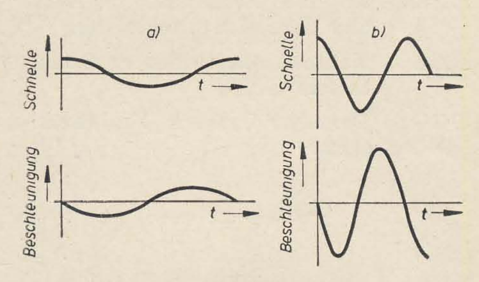



Bild 5: Beziehung zwischen Beschleunigung und Schnelle. b zeigt doppelte Frequenz von a

Als „Rillenradius" gilt die Strecke von dem Plattenmittelpunkt zur betrachteten Rille.
Bild 3 zeigt die Abhängigkeit der Wellenlänge von der Frequenz für den Bereich von 10 Hz bis 20 kHz für die kleinsten und größten Radien der handelsüblichen Schallplatten und für $16^2/_3$, $33^1/_3$, 45 und 78 U/min.

**Auslenkung, Geschwindigkeitsamplitude oder Schnelle und Beschleunigung**

Aus Bild 2 ist ohne weiteres zu ersehen, daß die Abtastnadel trotz gleicher Amplitude bei höheren Frequenzen einen längeren Weg zurücklegen muß. Man hat daher noch den Begriff der sogenannten Geschwindigkeitsamplitude oder Schnelle eingeführt. Darunter ist die Änderungsgeschwindigkeit der Auslenkung bzw. die Geschwindigkeit der Nadelkuppen-(Quer-)Bewegung beim Abtasten zu verstehen. Bild 4 zeigt den Zusammenhang zwischen Auslenkung und Schnelle. Die unter d, e und f dargestellten Geschwindigkeitskurven weisen gleiche Schnellen auf, obwohl die Auslenkungen bei b und c nur die Hälfte bzw. ein Drittel der Auslenkung unter a betragen.

Für sinusförmige Töne ist die Schnelle s

$$s = \omega \cdot a = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot a. \qquad (2)$$

Hierin bedeuten $\omega$ = Kreisfrequenz, f = Frequenz und a = Auslenkungsamplitude. Will man sich Klarheit über die bei den Nadelbewegungen auftretenden Massekräfte verschaffen, so wird außer der Auslenkung oder Schnelle noch die Beschleunigung gebraucht. Diese wächst für gleichgehaltene Schnelle proportional der Frequenz und bedeutet die Änderungsgeschwindigkeit der Schnelle. Da bei konstanter Auslenkung die Schnelle selbst der Frequenz verhältnisgleich ist, steigt die Beschleunigung für gleichbleibende Auslenkung mit dem Quadrat der Frequenz (Bild 5).

**Lichtbandbreite**

Der Schnelle verhältnisgleich ist ein weiterer Begriff: die Lichtbandbreite. Die Schallplatten besitzen nämlich folgende interessante Eigenschaft. Betrachten wir die Oberfläche einer betonten Schallplatte (also mit modulierten Rillen) in schräg auffallendem parallelem Licht, z. B. bei Tageslicht, so bemerken wir, daß sich das Licht auf der Schallplatte verschieden bricht. Auf zwei einander gegenüberliegenden Seiten zeigen sich hell glänzende Streifen (Lichtbänder) wechselnder Breite (Bild 6). Kennzeichnen wir die breitesten Lichtstreifen mit Kreide, so hören wir beim Abspielen, daß diese Stellen auch die größten Lautstärken bzw. die höchsten Töne wiedergeben. Für die Breite des Lichtbandes ist die Schnelle maßgebend.
Man bestimmt die Lichtbandbreite sowohl auf der dem Licht zugekehrten Plattenhälfte wie auch auf der dem Licht abgewandten Hälfte. Da die Reflexion im ersten Fall auf der Innenwand, im anderen Fall auf der Außenwand der Rille erfolgt, werden die beiden erhaltenen Lichtbandbreiten mit „innen" und „außen" bezeichnet. Aus beiden Werten bildet man die mittlere Lichtbandbreite b.

$$b = \frac{b_{innen} \cdot b_{außen}}{b_{innen} + b_{außen}}. \qquad (3)$$

Die Schnelle s steht nun durch folgende Gleichung mit der Lichtbandbreite b in Beziehung:

$$s \approx \frac{b \cdot \pi \cdot n}{60} = \frac{b \cdot n}{19}. \qquad (4)$$

Hieraus folgt:

$$b = \frac{60 \cdot s}{\pi \cdot n} = \frac{19 \cdot s}{n}. \qquad (5)$$

Es wird angegeben: b in mm, s in cm/s und n in U/min.
Tabelle 1 zeigt einige Beispiele.
Bild 7 zeigt, wie die Lichtbandbreite einigermaßen exakt gemessen werden kann.

**Plattenrauschen und Dynamik**

Bekanntlich weisen alle Schallplatten ein gewisses Grundgeräusch auf, denn trotz feinster Politur der Preßmatrizen kann der Schallrillengrund niemals „mikroskopisch Hochglanz" erreichen. Er hat stets eine gewisse feinkörnige Struktur. Diese wird noch durch das Gefüge des Plattenmaterials, das nie ganz homogen ist, verschlechtert. Die modernen Langspielplatten aus dem Kunststoff Vinylit sind hier den alten Schellackplatten bedeu-




Bild 6: Aufnahme der Lichtbandbreite einer Frequenzplatte

**Tabelle 1**

| Lichtbandbreite in mm | 10 | 15 | 20 | 30 | 40 | 80 | 100 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Für 78 U/min: Schnelle in cm/s | ≈ 4,1 | 6,2 | 8,2 | 12,3 | 16,4 | 32,8 | 41 |
| Für 45 U/min: Schnelle in cm/s | ≈ 2,4 | 3,5 | 4,7 | 7,1 | 9,5 | 19 | 24 |
| Schnelle in cm/s | 3 | 5 | 7 | 10 | 15 | 20 | 30 |
| Für $33^1/_3$ U/min: Lichtbandbreite in mm | ≈ 17 | 28 | 40 | 56 | 85 | 114 | 171 |

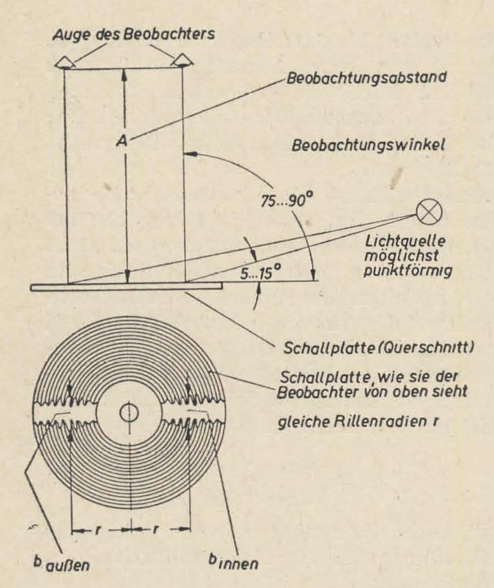



Bild 7: Anordnung zur exakten Bestimmung der Lichtbandbreite

tend überlegen und ermöglichen wegen ihrer feinen Struktur eine wesentlich nadelgeräuschfreiere Wiedergabe. Kleine Staubteilchen und ähnliches, die sich in den Schallrillen festgesetzt haben, verursachen aber ein zusätzliches Störgeräusch. Das gesamte Störgeräusch wird Plattenrauschen genannt. Es kann nur durch die Darbietung übertönt werden, die einige Größenordnungen lauter als das Rauschen ist. Hierdurch wird den leisesten Stellen eine Grenze gezogen. Das feinste Pianissimo muß lauter wiedergegeben werden, als es das musikalische Empfinden verlangt. Andererseits müssen aber große Lautstärken abgeschwächt werden, um Rillenüberschneidungen zu vermeiden.

Diese Verflachung der Lautstärkeunterschiede bezeichnet man als Dynamik und gibt sie als Verhältnis der größten Aussteuerung zum Pegel des Plattenrauschens an.

Mittlere Platten weisen nur eine Dynamik von etwa 100 : 1 (40 dB) auf, während sehr gute Platten eine Dynamik von etwa 320 : 1 (50 dB) erreichen.

### Schneidfrequenzgang, Übergangsfrequenz und Zeitkonstante

Mit Rücksicht auf einen für die Spieldauer günstigen Rillenabstand läßt sich eine konstante Schnelle bei tiefen Frequenzen wegen der dann zu groß werdenden Auslenkung nicht realisieren. Bei der Schallplattenaufnahme wird daher unterhalb einer Übergangsfrequenz, die zwischen 250 und 1000 Hz liegt, die aufgezeichnete Schnelle vermindert. Die Steilheit dieser Tiefenabsenkung beträgt im allgemeinen 6 dB/Oktave. Hebt man die tiefsten Frequenzen unterhalb einer weiteren Übergangsfrequenz von 50 ··· 100 Hz nochmals an, so übertönt man bei der Wiedergabe etwa auftretende Rumpelgeräusche, die vom Antriebsmotor aus verursacht werden können. Eine weitere Verbesserung des Rauschabstandes wird durch Anheben der hohen Frequenzen bei der Aufnahme und entsprechendes Absenken durch einfache Entzerrer bei der Wiedergabe erreicht. Diese Übergangsfrequenzen liegen dann zwischen 1500 und 3200 Hz. Die Steilheit der Anhebung beträgt meist 6 dB/Oktave.

Bild 8 zeigt eine solche Schneidkennlinie mit den Übergangsfrequenzen 320 Hz für die Absenkung und 3,2 kHz für die Anhebung der Schnelle. Wir sehen, daß die Übergangsfrequenz durch den Schnittpunkt der Asymptote eines ansteigenden Astes mit dem waagerechten Teil der Schneidkennlinie bestimmt wird. Im doppelt-logarithmischen Maßstab verläuft diese Asymptote unter einem Winkel von 45°. Anstelle der Übergangsfrequenz werden oft auch Zeitkonstanten in Mikrosekunden ($\mu$s) angegeben. Übergangsfrequenz ($f_ü$) und Zeitkonstante ($\tau$) stehen über die Kreisfrequenz durch folgende Gleichungen in Beziehung:

$$f_ü = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} \qquad (6)$$

$$\tau = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_ü}. \qquad (7)$$

Die im Bild 8 angegebenen Übergangsfrequenzen von 320 Hz und 3,2 kHz entsprechen also den Zeitkonstanten 500 $\mu$s und 50 $\mu$s.

Im Bild 9 ist eine Schneidkennlinie wiedergegeben, die den Normentwürfen zu DIN 45533 (N 78), DIN 45536 (M 45) und DIN 45537 (M 33) vom Jahre 1957 entspricht. Sie liegt den meisten Schallplatten neuer Fertigung zugrunde.

Die für einige ältere Kennlinien gebräuchlichen Abkürzungen bedeuten:

| | |
|---|---|
| HMV | His Masters Voice |
| NARTB | National Association of Radio and Television Broadcasters |
| NAB | National Association of Broadcasters |
| DGG | Deutsche Grammophon Gesellschaft |

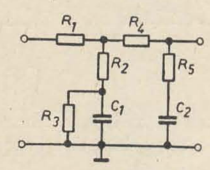



Bild 10: Frequenzabhängiger RC-Spannungsteiler als Entzerrerglied

### Wiedergabefrequenzgang

Bei der Wiedergabe muß der Frequenzgang so entzerrt werden, daß eine Wiedergabekennlinie entsteht, die spiegelbildlich zur Schneidfrequenzkennlinie verläuft, bzw. daß die „Ausgangsspannung" möglichst getreu der „Eingangsspannung an der Schneidapparatur" entspricht.

Als Richtwert für die Schnelle bei 1 kHz und volle Aussteuerung gilt

16 cm/s für 78 U/min,

12 cm/s für 45 U/min und

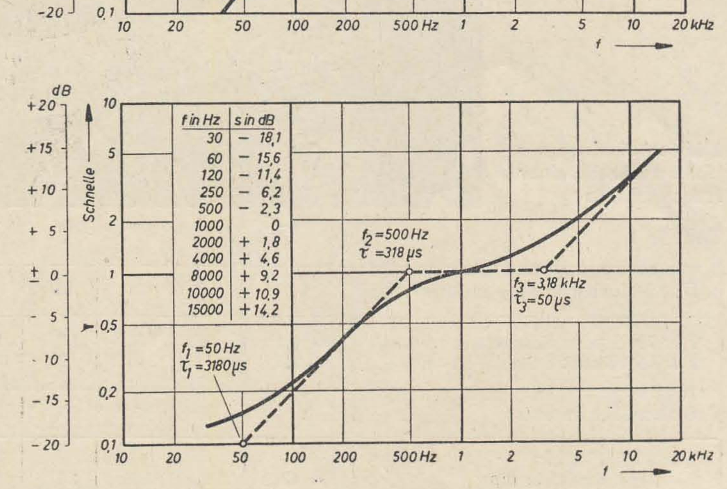
10 cm/s für $33^1/_3$ U/min.

Die gebräuchlichen Nadelton-Entzerrer enthalten einen zwischen zwei Röhrenstufen des Wiedergabeverstärkers angeordneten frequenzabhängigen Spannungsteiler oder einen Verstärker mit frequenzabhängiger Gegenkopplung.

Bei magnetischen Tonabnehmern wird zur Höhenabsenkung auch ein niederohmiger Belastungswiderstand vorgesehen, der mit der Induktivität des Abtastsystems einen frequenzabhängigen Spannungsteiler bildet.

Der Wiedergabefrequenzgang wird am besten eingemessen. Hierzu kann man

Bild 8: Schneidkennlinie mit den Übergangsfrequenzen 320 Hz (Absenkung der Tiefen) und 3,2 kHz (Anhebung der Höhen)




| f in Hz | s in dB |
|---|---|
| 30 | − 18,1 |
| 60 | − 15,6 |
| 120 | − 11,4 |
| 250 | − 6,2 |
| 500 | − 2,3 |
| 1000 | 0 |
| 2000 | + 1,8 |
| 4000 | + 4,6 |
| 8000 | + 9,2 |
| 10000 | + 10,9 |
| 15000 | + 14,2 |

Bild 9: Genormte Schneidkennlinie

die Meßspannung über einen Widerstand von 5 Ω einspeisen, der in Reihe mit dem Tonabnehmersystem liegt (Bild 11).
Im Bild 10 ist ein frequenzabhängiger RC-Spannungsteiler als Entzerrerglied wiedergegeben. Je größer die Grunddämpfung des ohmschen Spannungsteilers $R_1$, $R_2$ ist, desto besser nähert sich die Steilheit der Tiefenanhebung dem mit einem einfachen RC-Glied nicht erreichbaren Idealfall von 6 dB/Oktave.
Setzt man $R_1 : R_2 = a$ und $K = 1 + a$, so beträgt die maximale Steilheit (am Wendepunkt)

$$S = \frac{6(K-1)}{K+1} \quad \text{in dB/Oktave.} \quad (8)$$

In dieser Gleichung ist der Einfluß des Innenwiderstandes der Vorröhre nicht berücksichtigt. Er kann vernachlässigt werden, weil hier meist eine Triode eingesetzt ist.
Die gesamte Anhebung ist gleich der Grunddämpfung

$$d = 20 \lg K. \quad (9)$$

Der Frequenzbereich der Anhebung ist gegeben durch

$$f_2 = K \cdot f_1. \quad (10)$$

Die Übergangsfrequenz $f_2$ wird bestimmt durch die Zeitkonstante

$$\tau_2 = R_2 \cdot C_1. \quad (11)$$

Beispiel

$R_1 = 44 \cdot R_2$, also $K = 45$. Dann ergibt sich nach Gleichung 9 eine Grunddämpfung von $d = 33$ dB und nach Gleichung 8 eine Steilheit $S = 5{,}75$ dB/Oktave. Bei einer Übergangsfrequenz von $f_2 = 500$ Hz weicht die Wiedergabekennlinie dann von der Sollkurve um etwa −1 dB bei 30 Hz ab. Dimensioniert man den Entzerrer für eine etwa 10 Prozent höhere Übergangsfrequenz, so wird die Abweichung von der Sollkurve in die Umgebung der Übergangsfrequenz verlagert.
Die Grunddämpfung bestimmt bei $R_3 = 0$ den Beginn der Tiefenabsenkung.
Für den im Beispiel beschriebenen Spannungsteiler mit $d = 33$ dB und $f_2 = 500$ Hz ergibt sich $f_1 = 11$ Hz. $f_1$ muß jedoch für die Entzerrung neuerer Schneidkennlinien zwischen 50 und 100 Hz liegen. Deshalb wird $R_3$ parallel zu $C_1$ geschaltet. Sein Wert beträgt

$$R_3 = \frac{\tau_1}{C_1}. \quad (12)$$

Die Höhenabsenkung mit einer Steilheit von 6 dB/Oktave wird bei $R_5 = 0$ durch den Kondensator $C_2$ bewirkt. Seine Kapazität ergibt sich aus der Gleichung

$$C_2 = \frac{\tau_3}{R_2 + R_4}. \quad (13)$$

Hierbei kann auch $R_4 = 0$ sein.

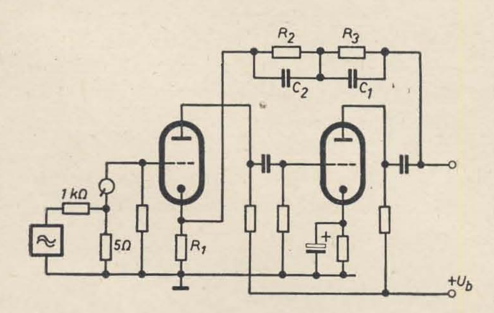


Bild 11: Schaltung eines Nadelton-Entzerrers mit Gegenkopplung

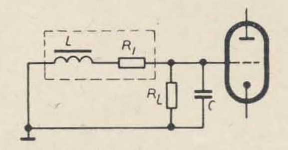


Bild 12: Höhenabsenkung durch niederohmige Belastung eines magnetischen Tonabnehmers

Die Schaltung eines Nadelton-Entzerrers mit Gegenkopplung ist im Bild 11 dargestellt. Bei diesem Entzerrer sind die Zeitkonstanten im Gegenkopplungskreis bestimmend für die Übergangsfrequenzen. Auch hier ist die Grunddämpfung, welche durch die Gegenkopplung bewirkt wird, der maßgebende Faktor für die erzielbare Steilheit der Anhebung. Ebenso wie beim RC-Spannungsteiler ist eine Steilheit von 6 dB/Oktave nicht erreichbar, denn sie würde eine Grunddämpfung $d = \infty$ bedeuten. Auf die Berechnung der Gegenkopplungsglieder soll aus Raummangel nicht eingegangen werden. Es wird auf die am Schluß angegebene Literatur [3] verwiesen.
Wie eine Höhenabsenkung durch niederohmige Belastung eines magnetischen Tonabnehmers durchgeführt werden kann, zeigt beispielsweise Bild 12. Um die Berechnung exakt durchführen zu können, müssen bekannt sein: die Induktivität L und der Innenwiderstand $R_i$ des Tonabnehmersystems sowie der Belastungswiderstand $R_L$ und die Kapazität C [3].

### Rillenbreite, Stegbreite und Rillenprofil

Die Schnittiefe des Schneidstichels bestimmt die Zahl der auf einem Zentimeter unterzubringenden Rillen und auch wegen seiner spitz zulaufenden Form die Rillenbreite. Die älteren Normalrillenplatten wurden im allgemeinen mit einer Schnitttiefe von 60 μm und einer Rillenzahl von 38 je cm aufgenommen. Dies entspricht einem Rillenabstand von 260 μm (Bild 13a). Die Rillenbreite beträgt dabei 120 ··· 150 μm mit dem Schwerpunkt um 130 μm. Dieser Wert ist erforderlich, um die Abtastnadel sicher zu führen. Zwischen zwei Rillen bleibt dann ein Steg von ebenfalls 130 μm Breite.
Damit ein Überschneiden vermieden wird, dürfte die höchstzulässige Auslenkung nur die Hälfte der Stegbreite, also 65 μm betragen. Hiermit wäre aber die vorhandene Stegbreite nur dann völlig ausgenutzt, wenn sich gerade einmal die höchsten Auslenkungen zweier Nachbarrillen gegenüberstehen. Dieser Fall ist jedoch unwahrscheinlich. Man läßt daher meist eine etwas größere Auslenkung als 65 μm zu. Die Erfahrung hat gezeigt, daß es möglich ist, bis zu 80 μm Auslenkung zu gehen.

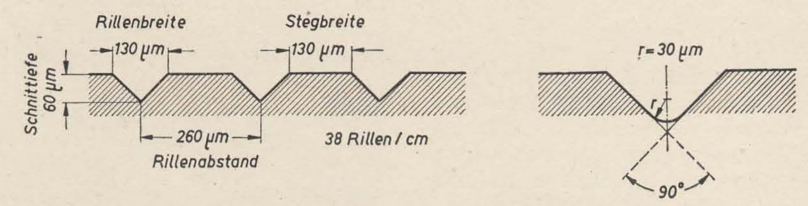


Bild 13: a) Schema für Normalrillen mit Maßen; b) Profil der Normalrillen



Bild 14: a) Schnitt durch eine Schallplatte mit Mikrorillen; b) Profil der Mikrorillen

Der Winkel, den die beiden Rillenwände einschließen, liegt in Deutschland zwischen 85° und 90°. Für den Rillengrund beträgt der Abrundungshalbmesser etwa 30 μm, so daß sich für Normalrillen ein Profil nach Bild 13b ergibt.
Mikrorillen sind bedeutend schmaler als Normalrillen (30 ··· 50 μm). Der Rillenabstand beträgt 100 μm und die Stegbreite 70 μm (Bild 14a). Auf einem Zentimeter lassen sich etwa 100 Rillen unterbringen. Die beiden Rillenwände schließen einen Winkel von rund 90° ein, und der Abrundungshalbmesser des Rillenquerschnittes liegt zwischen 10 und 15 μm, meist bei etwa 12 μm (Bild 14b).
Durch Entwicklung geeigneter Schneidapparaturen gelang es schließlich, Schallplatten mit veränderlichem Rillenabstand (mit variablen Graden) zu schneiden. Der Vorschub des Schneidstichels wird bei diesen Aufnahmeverfahren elektronisch in Abhängigkeit von der Lautstärke gesteuert.

### Literatur


[1] H. Sutaner: Schallplatte und Tonband, Fachbuchverlag Leipzig

[2] F. Bergtold: Moderne Schallplattentechnik, Franzis Verlag München

[3] H. Graumann: Schallplattenschneidkennlinien und ihre Entzerrung, Funkschau 15, 16 (1958)

W. PIETSCHMANN
*Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Zittau*

# Das 4-Touren-Laufwerk ZIPHONA P 10

In der Fonotechnik hat sich in den letzten Jahren durch die Einführung der Stereofonie auf dem Weltmarkt eine entscheidende Wende ergeben. Dadurch bedingt wurden auch die technischen Anforderungen an die Abspielgeräte höher.
Mit den z. Z. bei uns im Handel befindlichen Laufwerken dürften diese erhöhten Anforderungen nur schwer zu erfüllen sein, das bedeutet, daß auch in der DDR neue Fonogeräte auf den Markt kommen müssen, die in ihrer technischen Konzeption dem heutigen Stand der Fonotechnik auf dem Weltmarkt entsprechen und somit gleichzeitig für Stereofonie geeignet sind.
Von diesen Überlegungen ging dann auch der VEB Funkwerk Zittau bei der Entwicklung des 4-Touren-Laufwerkes „Ziphona P 10" aus. Um das Gerät auch vom Äußeren her modern zu gestalten (Bild 1), wurde die Formgebung der Hochschule für angewandte Künste, Berlin, übertragen.
Im folgenden sollen der Aufbau und die Funktion des „Ziphona P 10" näher beschrieben werden.
Als Träger des gesamten Laufwerkes wurde eine Preßstoffplatine entwickelt, an der sämtliche Einzelteile und Baugruppen befestigt sind (Bild 2). Durch die Verwendung von Meladurpreßmasse ist es möglich, diese Platine in verschiedenen modernen Farben herzustellen. Bei der Montage des kompletten Chassis in Koffer, Schränke usw. wird dasselbe in Federn aufgehängt, um Übertragungen von Erschütterungen weitestgehend zu unterbinden.
Die wesentlichsten Baugruppen des Laufwerkes sind das Motoraggregat, der Tonarm einschließlich Übertrager, der Plattenteller und die Schaltmechanik.

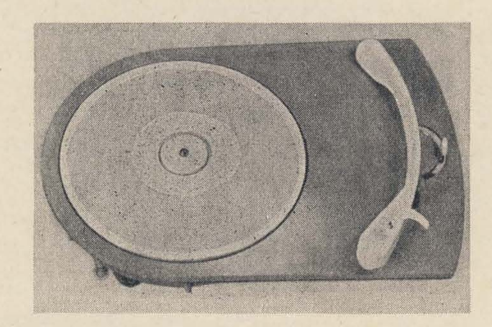


Bild 1: Das 4-Touren-Laufwerk „Ziphona P 10"

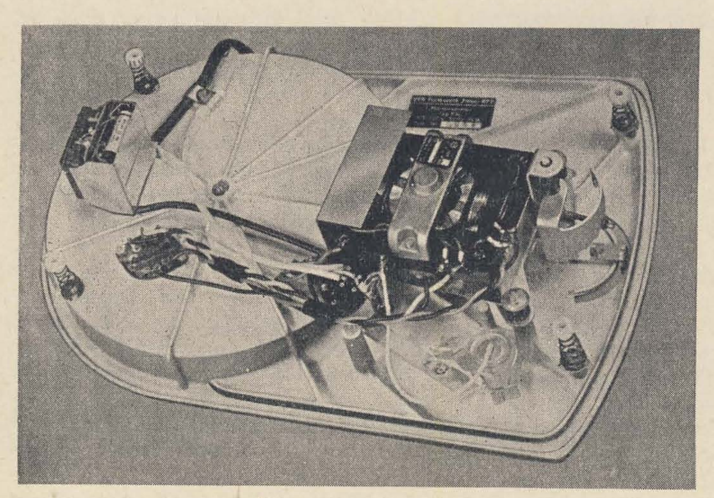


Bild 2: An der Preßstoffplatine sind sämtliche Einzelteile und Baugruppen befestigt

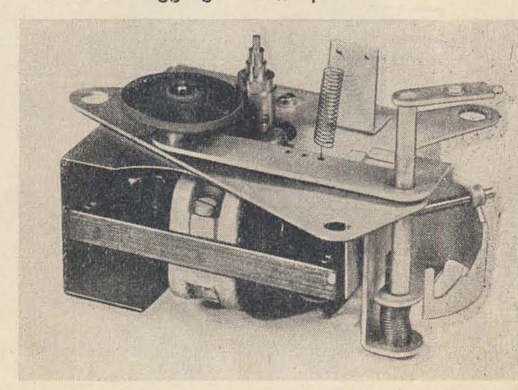
### Motoraggregat

Das Motoraggregat (Bild 3) ist mit einem Einphasenasynchronmotor vom Elektrogerätebau Leisnig (Nenndrehzahl 1430 U/min) ausgerüstet. Da dieser Motor in seiner Leistung sehr stark ausgelegt ist, wird ein sicherer Betrieb des Laufwerkes auch bei größeren Netzspannungsschwankungen (180 bis 240 V) erreicht (Gerät auf 220 V~ geschaltet). Das Umschalten des Gerätes auf 125 V~ geschieht mit dem Spannungswahlschalter, der an der Preßstoffplatine unter dem Plattenteller befestigt ist. Die Leistungsaufnahme des Motors beträgt bei 220 V~ etwa 17 VA. Die Motorachse ist in Kalottengleitlagern aus Sinterbronze gelagert. An dem Motoraggregat befindet sich weiterhin die Umschaltung für die vier Geschwindigkeiten (78, 45, $33^1/_3$ und $16^2/_3$ U/min). Die Kraftübertragung erfolgt dabei von der Stufenscheibe, die auf der Motorachse sitzt, über die Gummizwischenrolle auf den Plattenteller.
Um die jeweils gewünschte Drehzahl zu erhalten, muß die Zwischenrolle an der entsprechenden Stufe der Stufenscheibe anliegen. Dies wird durch Heben oder Senken der Zwischenrolle über die Kulissenschaltung erreicht. Eine Nullstellung ist ebenfalls vorhanden, bei der die Gummizwischenrolle weder an der Stufenscheibe noch am Plattenteller anliegt. Dadurch kann eine Deformierung des Gummis bei längeren Spielpausen vermieden werden.
Die Gummizwischenrolle besitzt ein Sintereisenlager, das einen guten geräuschlosen Lauf gewährleistet. Der Gummi hat eine Weichheit von 60 bis 70 DVM (entspricht 50 bis 56 Shore), so daß die Übertragung von Rumpelgeräuschen des Motors auf den Plattenteller weitestgehend vermieden wird. Die Laufflächen der Zwischenrolle sind geschliffen und haben einen maximalen Schlag von 0,04 mm. Das gesamte Motoraggregat ist außerdem in Gummi mit Federn aufgehängt, um die Übertragung der Motorgeräusche auf die Preßstoffplatine zu unterbinden.
Des weiteren wurde der Motor zur Begrenzung des magnetischen Streufeldes, das sich sonst ungünstig auf den magnetischen Abtaster auswirkt, abgeschirmt.

### Tonabnehmer

Der Tonabnehmer TAMU 2 auf diesem Laufwerk besitzt ein magnetisches System. Er entspricht im Aufbau dem bereits seit einigen Jahren im Handel befindlichen TAMU 1; ist aber im Gegensatz zum TAMU 1, bei dem jeweils ein Röhrenvorverstärker mit Entzerrer und Netzteil geliefert wurde, mit einem Übertrager ausgerüstet, der gleichzeitig mittels RC-Gliedern die Schneidkurvenentzerrung vornimmt. Der Frequenzgang eines TAMU 2 mit Übertrager ist aus Bild 4 ersichtlich.
Für die Entwicklung des TAMU 2 mit Übertrager waren im wesentlichen wirtschaftliche Überlegungen maßgebend. Aus der grafischen Gegenüberstellung im Bild 5 ist der wirtschaftliche Vorteil des „Ziphona P 10" gegenüber dem 3-Geschwindigkeiten-Laufwerk mit TAMU 1 klar zu erkennen. Das Funkwerk Zittau ist damit in der Lage, zu einem verhältnismäßig niedrigen Preis Geräte mit einem hochwertigen Abtaster auszuliefern.
Die abgegebene Spannung des TAMU 2 nach dem Übertrager beträgt bei 78 U/min und Vollausteuerung 1000 Hz etwa 350 mV. Das Auflagegewicht ist $\leq 10$ p und läßt sich durch eine Entlastungsfeder einstellen. Der Tonabnehmer kann auf Normal- und Mikrorille umgeschaltet werden, wobei das System leicht auszuwechseln geht.
In der Perspektive ist vorgesehen, für das Fonochassis P 10 einen neuen Tonarm zu entwickeln, in dem wahlweise ein Kristall- oder Magnetsystem eingesetzt werden kann. Dies ist für den Käuferkreis von Interesse, der nicht so hohe

Bild 3: Motoraggregat des „Ziphona P 10"



### Technische Daten

Antrieb:
Einphasenasynchronmotor, selbstanlaufend, rechtslaufend, Friktionsantrieb des Plattentellers
Drehzahlen (Plattenteller):
$16^2/_3$, $33^1/_3$, 45 und 78 U/min
Gewicht: etwa 2,5 kp
Tonhöhenschwankungen: $\leqq$ 0,3%
Schütterspannungsabstand: > 35 dB
Fremdspannungsabstand: > 45 dB
Betriebsspannung:
220 V Wechselstrom, 50 Hz, Umschaltmöglichkeit für 125 V Wechselspannung, durch Spannungswahlschalter unter dem Plattenteller
Leistungsaufnahme: etwa 17 VA
Tonabnehmer:
elektromagnetisches Abtastsystem mit 2 umschaltbaren Saphirstiften für Normal- und Mikrorillenplatten (die Lebensdauer je Saphir beträgt etwa 100 Spielstunden)
Auflagekraft: $\leqq$ 10 p
Frequenzbereich: 30···15000 Hz
Toleranz: 80···10000 Hz ± 3 dB
30···15000 Hz ± 5 dB
bezogen auf 1000 Hz
Innenwiderstand: 200 Ω ± 10 %
Intermodulationsfaktor bei 12 cm/s: $\leqq$ 10%

**Übertrager**
Verstärkung bei 1 kHz: 15 + 1 dB
Übersetzungsverhältnis: 1 : 40
Schneidkennlinienentzerrung nach DIN 45533; 45536; 45537 mittels RC-Glieder
Abschlußwiderstand: 1 MΩ

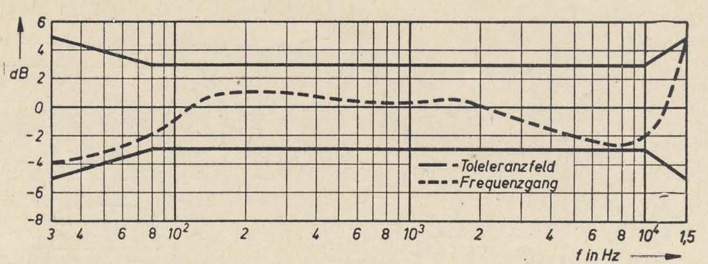



Bild 4: Frequenzgang des TAMU 2 mit Übertrager unter Berücksichtigung der Schallplattenschneidkurve nach DIN 45533. Gemessen mit MV 1. Abschlußwiderstand 1 MΩ

Ansprüche an die Wiedergabequalität stellt, sondern ein Gerät zu einem niedrigeren Endverbraucherpreis wünscht. Natürlich läßt sich in diesen Tonarm auch ein Stereosystem einsetzen.

Als wesentlicher Vorteil muß auch die Standardisierung in bezug auf die verschiedenen Abtastsysteme genannt werden. Dadurch ist es möglich, daß der Besitzer eines Abspielgerätes „Ziphona P 10“ zu einem späteren Zeitpunkt ohne entscheidende Umbauten sein Gerät auf Stereofonie umstellen kann. Selbstverständlich ergeben sich daraus auch wirtschaftliche Vorteile für den Betrieb, die sich in der Endkonsequenz wieder bei dem Endverbraucher auswirken.

**Plattenteller**

Der Plattenteller wird aus Zinkdruckguß hergestellt. Er hat ein Gewicht von etwa 1 kp und besitzt eine verhältnismäßig große Schwungmasse, die für einen guten Gleichlauf des Gerätes erforderlich ist. Der Plattenteller wird auf der Oberfläche sowie an der Stirnseite überdreht, um einen Seitenschlag von 0,05 mm und einen Höhenschlag von max. 0,2 mm einhalten zu können. Ein unverlierbares Zentrierstück ist federnd auf dem Plattenteller befestigt. Bei Schallplatten mit 7-mm-Bohrung wird es in den Plattenteller gedrückt, dagegen zentriert es die Platten mit 38-mm-Bohrung. Ferner befindet sich am Plattenteller innen die exzentrische Nocke, die den Ausschaltvorgang betätigt.

**Schaltmechanik**

Die Schaltmechanik bewirkt das Ein- und Abschalten des Gerätes über einen Netzschalter. Durch Schwenken des Tonarmes nach rechts wird das Gerät eingeschaltet. Die Ausschaltmechanik tritt ab einen Rillenradius $\leqq$ 135 mm in Kraft, sobald die Rillensteigung bei einer Umdrehung gleich oder größer als 3 mm ist. Gleichzeitig wird über einen Kurzschlußschalter beim Ausschalten die Tonabnehmerleitung kurzgeschlossen, um keine unliebsamen Störgeräusche in den Auslaufrillen zu übertragen.

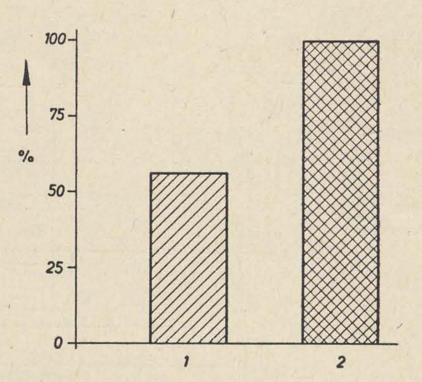


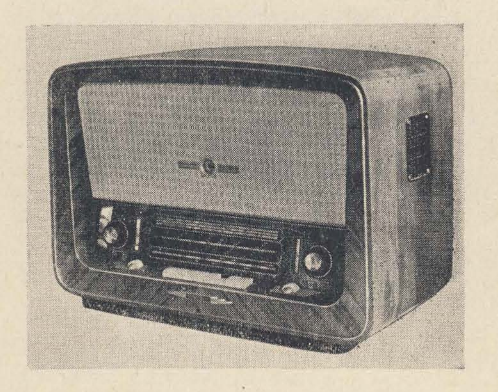

Bild 5: Grafische Gegenüberstellung der Endverbraucherpreise

1 = „Ziphona P 10“ mit TAMU 2 und Übertrager

2 = Dreigeschwindigkeitenlaufwerk mit TAMU 1 und Verstärker-Entzerrer

Das beschriebene Gerät ist in den Fachgeschäften zu einem Endverbraucherpreis von 150,— DM erhältlich. Mitte 1960 wird dieses Laufwerk auch als Tischgerät, d. h. mit Wanne und Haube, sowie mit einem Stereosystem geliefert werden.

## Der sowjetische Großsuper „Belaruss 57“



Dem beschleunigten Ausbau des sowjetischen FM-Sendernetzes entsprechend liefert die Rundfunkindustrie der UdSSR seit geraumer Zeit eine Reihe von Empfängertypen, die sich durch ihre klanglichen Eigenschaften auszeichnen. Bemerkenswert ist daneben, daß der Großsuper mit gespreizten Kurzwellenbereichen, der sich in der Sowjetunion auf Grund der spezifischen Gegebenheiten des Landes großen Zuspruchs erfreut, relativ billig gekauft werden kann. Der Grund hierfür ist nicht zuletzt in der Tatsache der Typung vieler Baugruppen zu suchen.

Beim Großsuper „Belaruss 57“, einem Erzeugnis des Rundfunkgerätewerkes in Minsk, handelt es sich um ein 10-Röhrengerät mit drei über die gesamte Skala gespreizten Kurzwellenbändern und je einem Mittel-, Lang- und Ultrakurzwellenbereich. Der Empfänger ist mit einer drehbaren Ferritantenne und einem Gehäusedipol versehen. Er besitzt als Schaltorgan für die Wellenbereichswahl, das Abschalten des Netzteils und das Einschalten der Tonabnehmerbuchsen ein Drucktastenaggregat. Für AM und FM sind getrennte Abstimmknöpfe vorgesehen.

### AM

Das Gitter der rauscharmen Vorstufenpentode kann über die Kapazität $C_{25}$ mit den durch $C_{Dr1}$ und $L_9$, $L_{11}$, $L_{13}$, $L_{14}$, $L_{15}$ gebildeten Abstimmkreisen der HF-Vorstufe verbunden werden. Die KW-Kreise sind über $L_8$, $L_{10}$ und $L_{12}$ induktiv an die Antenne angekoppelt. $C_{24}$, eine Serienkapazität des Drehkondensators $C_{Dr1}$, dient zur Spreizung der KW-Bereiche.

Für Mittel- und Langwelle bestehen die Eingangskreise aus zwei Spulen des Ferritstabes ($L_{14}$, $L_{15}$), während die Antennenankopplung über die dritte Spule ($L_{16}$) erfolgt. Auf MW ist $L_{15}$ kurzgeschlossen. Soll die Ferritantenne benutzt werden, muß die Normalantenne durch den auf der Schwenkvorrichtung des Ferritstabes kombinierten Schalter an Masse gelegt werden. Der Drehwinkel der Ferritantenne wird auf der linksseitigen vertikalen Skala angezeigt.

Die Abstimmkreise der nachfolgenden Mischstufe sind mit dem Anodenkreis der Vorstufe entweder direkt verbunden — K 1, K 2, K 3 (bei K 2 und K 3 über Autotransformator) oder induktiv gekoppelt — M. L. Bei der LW-Spule liegt die wirksame Gitterkapazität der Mischröhre an einem Abgriff. Um Störungen zu beseitigen, deren Frequenz mit der Zwischenfrequenz übereinstimmt, liegt an der Anode der Vorröhre ein auf die ZF abge-

stimmter Reihenresonanzkreis. Der Oszillator der AM-Mischstufe arbeitet in Meißner-Schaltung. Die ZF 465 kHz wird durch multiplikative Mischung gewonnen. Der ZF-Verstärker ist zweistufig aufgebaut und besitzt sieben abgestimmte Kreise. Die Kopplung der ersten beiden Bandfilter kann über einen Bandbreitenregler stetig verändert werden. Um eine ausreichende Bandbreite und hohe Selektion zu erhalten, arbeitet die letzte ZF-Röhre auf ein Dreikreisfilter, bei dem die Kopplung der Einzelkreise durch Koppelspulen erfolgt. Als Demodulator dient die Ge-Diode $D_8$, die, da sie an einem Abgriff von $L_{41}$ liegt, den letzten Bandfilterkreis nur gering bedämpft.

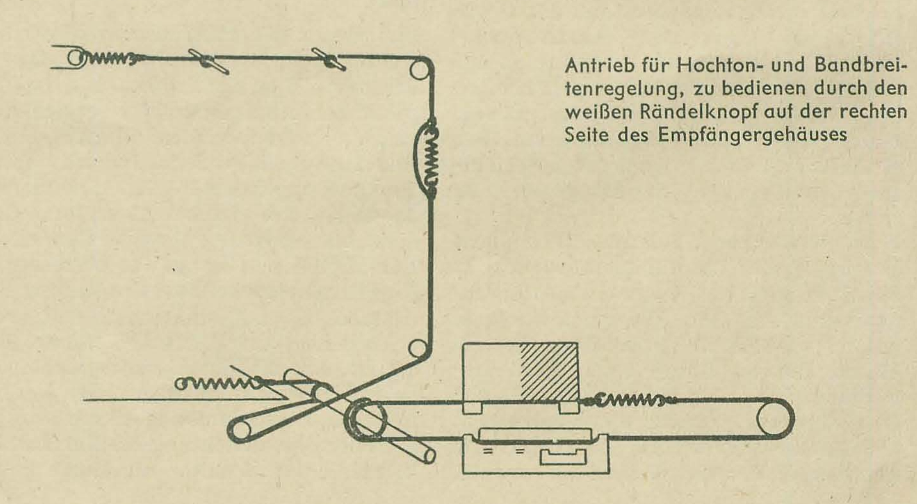
**FM**

Als UKW-Tuner findet eine bewährte Baueinheit Verwendung, die mit dem sowjetischen Analogtyp der ECC 85 bestückt ist und kapazitiv abgestimmt wird. Die Stellung der Drehkondensatoren wird an der rechtsseitigen vertikalen Skala angezeigt. Das FM-Signal gelangt vom Bandfiltereingang an die Zwischenbasisstufe (1. System der Doppeltriode) und über deren Anodenschwingkreis $L_3$, $C_4$ verstärkt an den induktiv gestalteten Oszillatorbrückenpunkt B der selbstschwingenden Mischstufe (2. System). Setzt man voraus, daß die beiden Spulenhälften der Brückenanordnung ABCD genau symmetrisch sind, so wird die Oszillatorspannung am Mittelpunkt dann ihren minimalen Wert erreichen, wenn die Bedingung $C_e = C_{10} + C_{11}$ ($C_e$ = Röhreneingangskapazität) erfüllt ist.

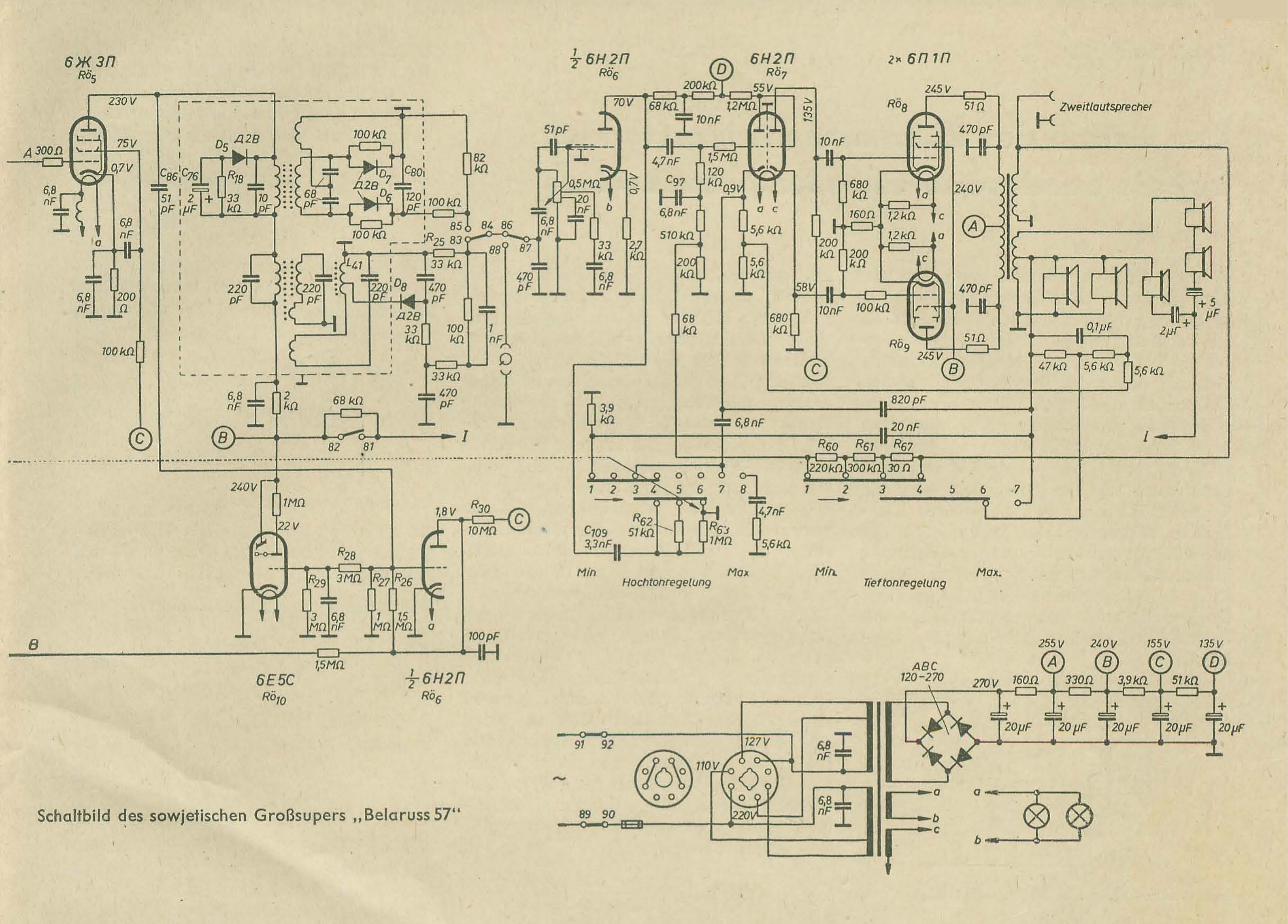
Andererseits kann man durch Verstellen des Trimmers $C_{10}$ die Rückwirkung des Oszillators auf die Vorstufe auch dann noch gering halten, wenn die Spulenhälften nicht genau symmetrisch sind.

Die durch additive Mischung entstehende ZF von 8,4 MHz wird über das ZF-Filter des Tuners dem dreistufigen FM-ZF-Verstärker zugeführt, der mit den auch im AM-Kanal ausgenutzten Röhren $Rö_2$, $Rö_3$ und $Rö_5$ arbeitet. Die Kapazitäten der acht abgestimmten ZF-Kreise sind mit dem Ziel, die Stabilität des Verstärkers zu erhöhen, relativ groß gewählt worden. Da im vorliegenden Fall auf die Anwendung des Ratiodetektors verzichtet worden ist, wurde zur Unterdrückung parasitärer Amplitudenmodulation die aus der Diode $D_5$, dem Widerstand $R_{18}$ und dem Kondensator $C_{76}$ bestehende Begrenzerschaltung vorgesehen.

Die Ausführung des Phasendiskriminators als Baueinheit, in die auch der AM-Demodulator und die Begrenzerschaltung einbezogen sind, hat nicht nur den wirtschaftlichen Vorteil des Bausteinverfahrens für sich, sondern erhöht auch die Betriebssicherheit des AM/FM-Supers.



Antrieb für Hochton- und Bandbreitenregelung, zu bedienen durch den weißen Rändelknopf auf der rechten Seite des Empfängergehäuses




Schaltbild des sowjetischen Großsupers „Belaruss 57“

**Regelspannungserzeugung**

Die automatische Verstärkungsregelung des „Belaruss 57“ erstreckt sich auf $Rö_2$, $Rö_3$ und $Rö_4$. Zur Regelspannungserzeugung dient eine selten angewendete Schaltung, die sich, wie im vorliegenden Fall, nur in Empfängern mit Verbundröhren wirtschaftlich aufbauen läßt.

Eine noch vor dem Phasendiskriminator bzw. AM-Demodulator abgegriffene ZF-Spannung wird über $C_{86}$ dem Gitter eines Systems der Doppeltriode $Rö_6$ zugeführt. Durch Diodenwirkung der Gitter-Katodenstrecke bildet sich am Gitter der Röhre eine negative Spannung, die hinter $R_{26}$ auf das Siebglied des Regelkanals gelangt. Der Verzögerung des Regeleinsatzes dient der durch $R_{30}$ und $R_{26}$ gebildete Spannungsteiler. Die positive Verzögerungsspannung ist nur dann wirksam, wenn dem Gitter der Regelröhre Signalspannung zugeführt wird. Infolge des dabei entstehenden negativen Gitterpotentials vergrößert sich der Röhrenwiderstand, wodurch dessen Nebenschlußwirkung auf $R_{26}$ aufgehoben wird.

Die dem Eingangssignal proportionale Spannung an $R_{27}$ gelangt über den Spannungsteiler $R_{28}$, $R_{29}$ gleichzeitig an das Gitter der Abstimmanzeigeröhre.

**NF**

Die NF-Spannung wird in Abhängigkeit davon, ob der AM- oder der FM-Kanal des Empfängers eingeschaltet ist, entweder an $R_{25}$ oder an $C_{80}$ abgegriffen und dem im Gitterkreis der ersten NF-Röhre liegenden Lautstärkeregler zugeführt. Das Potentiometer ist zur Erzielung einer optimalen Anpassung der Reglereigenschaften an das physiologische Lautstärkeempfinden des Ohres mit zwei Abgriffen versehen, von denen einer mit einem gesonderten RC-Glied ausgestattet ist.

Interessant ist beim vorliegenden Empfänger die schaltungsmäßige Gestaltung der beiden Klangregelanordnungen zwischen der ersten und der zweiten NF-Stufe. Die Regelbereiche des Höhen- und des Tiefenreglers sind in sorgsam gegeneinander ausgewogene Regelstufen unterteilt, die durch Umschalter über die beiden in Höhe des Tastenaggregats angeordneten Bedienungsknöpfe eingestellt werden. Der Klangfarbenanzeige sind zwei spezielle Skalenfelder vorbehalten.

Der Hochtonregler, der mit der ZF-Bandbreitenregelung gekoppelt ist, arbeitet mit Netzwerken in den Gegenkopplungskanälen, nutzt aber auch gleichzeitig ein umschaltbares Netzwerk ($C_{109}$, $R_{62}$, $R_{63}$) als Koppelglied zwischen der ersten und der zweiten NF-Röhre aus. Der Tieftonregler beeinflußt über $R_{60}$, $R_{61}$ und $R_{67}$ (frequenzabhängig durch $C_{97}$) die von der Wicklung des Zweitlautsprechers kommende Gegenkopplungsspannung.

Durch starke Bedämpfung der zwei Grundlautsprecher sind die Einschwingvorgänge vorteilhaft begrenzt worden.

**Technische Daten**

Stromart: Wechselstrom
Netzspannung: 110, 127 und 220 V
Leistungsaufnahme: 65 W
Netzgleichrichtung:
 Selengleichrichter in Brückenschaltung
Röhrenbestückung:
 6Н3П, 2×6К4П, 6И1П, 6Ж3П,
 2×6Н2П, 2×6П1П
Ge-Dioden: 4×Д2В
Abstimmanzeige: 6Е5С
Wellenbereiche:
 U, K 1 (8,82···12,1 MHz), K 2 (5,56···7,7 MHz),
 K 3 (3,95···5,65 MHz), M, L
ZF: AM 465 kHz, FM 8,4 MHz
Empfindlichkeit: AM ≥ 50 μV, FM ≥ 20 μV
Nachbarkanalselektion: AM > 46 dB, FM > 26 dB
Bandbreite: stufenlos regelbar
Klangfarbenregler:
 Höhen und Tiefen getrennt regelbar
Lautsprecher: 2 Tiefton, 3 Hochton
NF-Bandbreite: 80 Hz···12 kHz
Antennen: Dipol und Ferritantenne eingebaut
Anschluß für Plattenspieler:
 Empfindlichkeit > 0,2 V
Anschluß für zweiten Lautsprecher vorhanden
mittlerer Schalldruck: 20 μbar
Gehäuseabmessungen in mm: 620×300×440
Gewicht: 17 kp

Zur Klirrfaktorminderung wird mit starker Gegenkopplung gearbeitet. Die über den Phasenumkehrer (2. System der $Rö_7$) angeschlossene Gegentaktendstufe gewährleistet in Verbindung mit zwei Tiefton- und drei Hochtonlautsprechern die Abstrahlung von Tonfrequenzen im Bereich von 80 bis 12000 Hz.

Die hohe Brummfreiheit verdankt der Empfänger nicht zuletzt der hoch bemessenen Siebkette des Netzteils. *A. Blüschke*

JOSEF WEDRICH

# Der Einfluß des Röhreninnenwiderstandes auf die Bandbreite eines Resonanzkreises

Sehr oft wird, vor allen Dingen in Kreisen der jüngeren Fachkollegen, die Anschauung vertreten, daß ein Resonanzkreis um so besser sei, je größer sein L/C-Verhältnis ist. Gegen diese Meinung ist nichts einzuwenden, wenn sie sich allein auf den Resonanzkreis bezieht. Der Resonanzwiderstand des Kreises allein gibt aber noch keine Auskunft darüber, inwieweit störende bzw. benachbarte Frequenzen unterdrückt werden. Um jedoch über die Trennschärfe eines Schwingkreises Klarheit zu bekommen, darf dieser nicht für sich allein betrachtet werden, sondern nur im Zusammenhang mit der übrigen Schaltung. In den weitaus meisten Fällen liegt ein Schwingkreis entweder vor oder nach einer Röhre, also im Gitter- oder Anodenkreis.

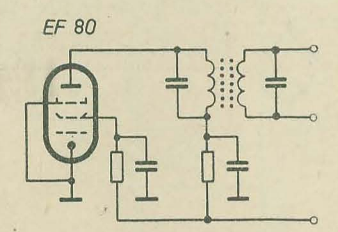



Bild 1: ZF-Stufe mit EF 80 ($R_i$ = 500 kΩ)

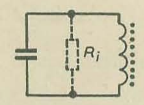



Bild 2: Ersatzschaltbild des Primärkreises der ZF-Stufe mit Berücksichtigung des Röhreninnenwiderstandes $R_i$

Betrachten wir das in Bild 1 dargestellte Beispiel. Hier liegt im Anodenkreis einer Röhre der Primärkreis eines Zwischenfrequenzfilters. Den sekundären Kreis dieses Filters wollen wir bei den folgenden Betrachtungen völlig außer acht lassen, bzw. wir wollen annehmen, der Kopplungsfaktor wäre derart klein, daß jede Beeinflussung des ersten Kreises vernachlässigbar klein ist. Die Stufenverstärkung wird mit zunehmendem L/C-Verhältnis steigen, gleichzeitig aber wird die Bandbreite mit höher werdendem Resonanzwiderstand ebenfalls größer werden und Werte annehmen, die mit einer vernünftigen Trennschärfenforderung nicht mehr in Einklang zu bringen sind.

Der Resonanzwiderstand eines Kreises ergibt sich zu

$$R_{res} = \frac{L}{C \cdot r}. \qquad (1)$$

Da der Verstärkungsfaktor einer Pentodenstufe für den mittleren Frequenzbereich annähernd

$$V = S \cdot R_a \qquad (2)$$

ist, erscheint der obige Gedankengang berechtigt, die Schwingkreiskapazität möglichst klein zu halten, um dadurch einen hohen Resonanz- und damit Außenwiderstand für die Röhre zu erhalten. Einer solchen Verkleinerung des Schwingkreiskondensators ist jedoch bald eine Grenze gesetzt. Aber ganz abgesehen davon, daß man im Interesse der Stabilität eines ZF-Verstärkers, vor allen Dingen wenn es sich um steile Röhren oder um eine ungünstige Stufenzahl handelt, von vornherein schon den Resonanzwiderstand in vernünftigen Grenzen halten wird, wollen wir nun dieses Beispiel hinsichtlich der Trennschärfe untersuchen.

Dem Wechselstromwiderstand eines Schwingkreises, der im Falle der Resonanz als ein rein ohmscher Widerstand angenommen werden kann, liegt der Innenwiderstand der Röhre parallel (Bild 2). Der Resonanzwiderstand wird also durch den Röhreninnenwiderstand bedämpft, und zwar um so mehr, je kleiner dieser im Verhältnis zum Resonanzwiderstand ist. Infolge der Parallelschaltung dieser beiden Widerstände ergibt sich gemäß Gleichung

$$R_{ges} = \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \qquad (3)$$

ein resultierender Widerstand, der immer kleiner als der kleinste der beiden Widerstände sein wird. Die Auswirkung dieser Tatsache auf die Bandbreite des Schwingkreises soll im folgenden gezeigt werden. Zur Vereinfachung der Rechnung wollen wir annehmen, daß die Verluste des Kreiskondensators vernachlässigt werden können.

Als Spulengüte bezeichnet man das Verhältnis von induktivem Widerstand zu Verlustwiderstand:

$$Q = \frac{\omega L}{r}. \qquad (4)$$

Der reziproke Wert von Q ist die Dämpfung d oder der Verlustfaktor.

$$\frac{1}{Q} = d = \tan \delta. \qquad (5)$$

Die Bandbreite b ist das Verhältnis von Resonanzfrequenz zur Kreisgüte.

$$b \text{ (bezogen auf 3 dB Abfall)} = \frac{f_{res}}{Q}. \qquad (6)$$

Die Gleichung (4) sagt aus, daß im Resonanzfalle die Schwingkreisspannung Q mal größer als die in den Kreis eingekoppelte Spannung bzw. der Resonanzwiderstand Q mal größer ist als der Wechselstromwiderstand von C oder L allein. Demzufolge kann man auch schreiben

$$R_{res} = Q \cdot \frac{1}{\omega C} = Q \cdot \omega L. \qquad (7)$$

Für die folgenden Berechnungen sei eine Frequenz von 470 kHz und drei verschiedene Kreiskapazitäten angenommen.

$$C_1 = 500 \text{ pF}$$
$$C_2 = 200 \text{ pF}$$
$$C_3 = 60 \text{ pF}.$$

Für den Resonanzfall ergeben sich aus

$$L \text{ in } \mu H = \frac{253{,}5 \cdot 10^2}{f^2 \cdot C}, \text{ f in MHz, C in pF,}$$

folgende Werte für L:

bei 500 pF: $L_1 = 230\ \mu H = 0{,}23$ mH,
bei 200 pF: $L_2 = 573{,}5\ \mu H \approx 0{,}574$ mH,
bei 60 pF: $L_3 = 1906\ \mu H \approx 1{,}91$ mH.

Die optimal erreichbaren Gütewerte seien für

$$L_1: Q = 350$$
$$L_2: Q = 450$$
$$L_3: Q = 500$$

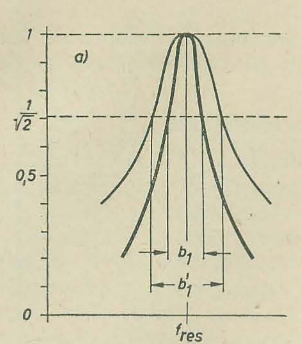
Damit sind gemäß Gleichung (6) die Bandbreiten b

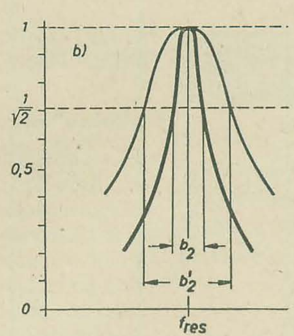
$$b_1 = 1343 \text{ Hz},$$
$$b_2 = 1044 \text{ Hz},$$
$$b_3 = 940 \text{ Hz}.$$

Aus der Wertetabelle ist ersichtlich, daß mit wachsendem Q zwar der Resonanzwiderstand des Kreises, aber auch die resultierende Bandbreite wächst, da mit steigendem $R_{res}$ der Resonanzkreis durch den Röhreninnenwiderstand $R_i$ (der als 0,5 MΩ angenommen wird) mehr und mehr gedämpft wird. Diese Tatsache wird durch Bild 3a, b und c illustriert. Man erkennt, wie ungünstig sich in bezug auf Trennschärfe eine unüberlegte Erhöhung des Resonanzwiderstandes ohne gleichzeitige Anwendung von Kompensierungsmaßnahmen auswirkt. Es sei noch erwähnt, daß es sich dabei um errechnete Werte handelt. Die in der Praxis auftretenden Bandbreiten werden noch nach höheren Werten differieren. Dies um so mehr, je kleiner die Kreiskapazität sein wird. Denn dieser Kapazität liegen ja die Röhren- und Schaltkapazitäten parallel, die erheblich verlustbehafteter sind als ein guter Keramik-Kondensator. In unserem Beispiel Nr. 3 wird die 60-pF-Kreiskapazität je nach Aufbau und Verdrahtung bis zu etwa 35 Prozent von diesen verlustbehafteten Kapazitäten gebildet, die erreichte Bandbreite wird also

**Wertetabelle**

| L | $R_L = \omega \cdot L$ | $R_{res} = Q \cdot \omega L$ | Resultierender $R_a = \frac{R_i \cdot R_{res}}{R_i + R_{res}}$ | Resultierende Bandbreite $\frac{f_{res} \cdot \omega L}{R_a}$ | Faktor f Brandbreitenzunahme gegenüber b |
|---|---|---|---|---|---|
| $L_1$ = 0,230 mH | 679 Ω | 0,2377 MΩ | 0,1611 MΩ | $b'_1$ = 1981 Hz | 1,4751 |
| $L_2$ = 0,574 mH | 1694 Ω | 0,7623 MΩ | 0,3019 MΩ | $b'_2$ = 2637 Hz | 2,5258 |
| $L_3$ = 1,91 mH | 5638 Ω | 2,819 MΩ | 0,4247 MΩ | $b'_3$ = 6239 Hz | 6,6372 |





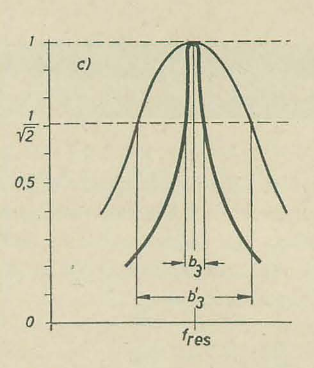



Bild 3: Vergleich der Bandbreiten $b_1$, $b_2$, $b_3$ des Resonanzkreises $\left(\frac{f_{res}}{Q}\right)$ mit den Bandbreiten der Gesamtschaltung $b'_1$, $b'_2$, $b'_3$ bei wachsendem $\omega$ L und Q. Der dämpfende Einfluß des Röhreninnenwiderstandes wird deutlich

infolge dieser zusätzlichen Dämpfung erheblich größer sein. Sehr anschaulich lassen sich die durchgerechneten Beispiele mit dem Oszillografen und Wobbelsender beweisen.

Aus den durchgerechneten Beispielen ergeben sich nun die folgenden Erkenntnisse:

In den Fällen, wo es auf die Einhaltung einer bestimmten Höchst-Bandbreite ankommt, also bei speziellen Resonanzverstärkern mit extrem schmalen Durchlaßbreiten, wird man von vornherein eine bis zwei Verstärkerstufen mehr verwenden, um mit einem relativ großen Schwingkreis-C die geforderte Bandbreite nicht zu überschreiten. Im anderen Falle aber, beim normalen Telefoniesuperhet, wird man, natürlich unter Beachtung der vorhandenen Stufenzahl, einen möglichst günstigen Kompromiß zwischen Verstärkung und Bandbreite schließen müssen. Es ist wichtig, daß dies unter gleichzeitiger Beachtung des so wichtigen Faktors „Röhreninnenwiderstand" geschieht. Erwähnt sei noch, daß die gleichen Überlegungen nur mit auf Grund des Kopplungsfaktors anderem Maßstab auch für mehrkreisige Filter gelten.

Bei Breitbandverstärkern überträgt man natürlich ohne weiteres die Aufgabe des Kreis-C der Röhren- und Schaltkapazität. Hierbei kommt es auf die Erreichung hoher Resonanzwiderstände und größter Verstärkung an. In den meisten Fällen muß die meist sehr große Bandbreite noch durch zusätzliche Kreisbedämpfung erreicht werden.

## AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

**Lösung zur Aufgabe 24**

a) Die Spannungsverstärkung berechnen wir nach der bekannten Formel

$$p = 20 \lg \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e} \quad \text{in dB.} \qquad (1)$$

($\mathfrak{U}_a$ = Ausgangsspannung, $\mathfrak{U}_e$ = Eingangsspannung)

$\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}$ entspricht dem Spannungsverhältnis der gesuchten Verstärkung x, also

$$p = 20 \lg x,$$

$$\lg x = \frac{p}{20}.$$

Nunmehr ergeben sich für die 1. Stufe:

$$\lg x = \frac{40}{20} = 2{,}000 \cdots$$

$$x = 100$$

(denn die Kennziffer 2 bedeutet $10^2$) und für die 2. Stufe:

$$\lg x = \frac{31}{20} = 1{,}55.$$

In einer Logarithmentafel finden wir für die Mantisse 55 den Nu. erus 3548, also

$$x = 35{,}48,$$

für die Gesamtverstärkung:

$$\lg x = \frac{71}{20} = 3{,}55$$

$$x = 3548.$$

Probe: $100 \cdot 35{,}48 = 3548$

b) Die bisher genannten dB-Werte geben nur Auskunft über das Spannungsverhältnis, sind demnach relative Pegel. Absolute Spannungswerte lassen sich nur im Vergleich mit dem absoluten Pegel, dem sogenannten Nullpegel, ausdrücken. In Deutschland ist der Definition des absoluten Pegels ein Normalgenerator mit einem inneren Widerstand $R_i = 600\,\Omega$ zugrunde gelegt, der an einen unmittelbar angeschlossenen Verbraucher $R_a = 600\,\Omega$ eine Leistung N = 1 mW abgibt. Hieraus errechnet sich der absolute Spannungspegel

$$\mathfrak{U} = \sqrt{R \cdot N} = \sqrt{6 \cdot 10^2\,\Omega \cdot 10^{-3}\,W}$$

$$= 0{,}775\ V = 0\ dB.$$

Absolute Pegelwerte, die größer als der Normalpegel sind, erhalten das Vorzeichen +, solche, die kleiner als der Normalpegel sind, das Vorzeichen —.

Setzt man die Werte in Gleichung (1) ein, so ist

$$p = 20 \lg \frac{775\ mV}{16 \cdot 10^{-3}\ mV}$$

$$= 20 \lg \frac{775\,000}{16}$$

$$= 20 \lg 48\,500$$

$$= 20 \cdot 4{,}68574$$

$$= 93{,}7148$$

$$\approx -93{,}7\ dB.$$

c)

$$p = 20 \lg \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}$$

$$p = 20\,(\lg \mathfrak{U}_a - \lg \mathfrak{U}_e)$$

$$\frac{p}{20} = \lg \mathfrak{U}_a - \lg \mathfrak{U}_e$$

$$\lg \mathfrak{U}_e = \lg \mathfrak{U}_a - \frac{p}{20}$$

Werte eingesetzt:

$$\lg \mathfrak{U}_e = \lg 0{,}775 - \frac{67{,}5}{20}$$

$$= (0{,}8893 - 1) - 3{,}375$$

$$= 3{,}8893 - 4$$

$$- 3{,}3750$$

$$= 0{,}5143 - 4$$

$$\mathfrak{U}_e = 0{,}0003\,268\ V = 327\ \mu V.$$

Natürlich wird man sich diese umständlichen Rechnungen ersparen, wenn man hinreichend unterteilte Tabellen für „relative Pegel in dB" und „absolute Spannungspegel in dB" besitzt. Durch diese Aufgabe sollte sich nur der nicht versierte Rechner mit dem Rechnungsgang vertraut machen.

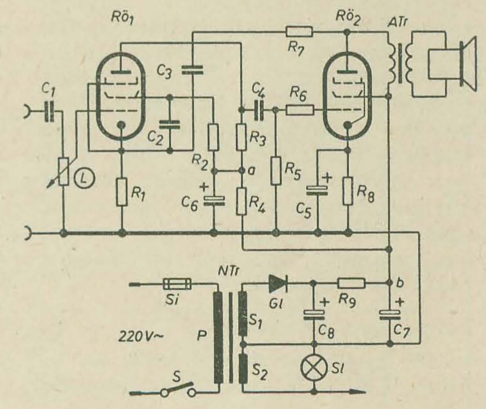
**Aufgabe 25**

Im Bild ist die Schaltung eines einfachen Eintakt-A-Leistungsverstärkers dargestellt, der folgende Forderungen erfüllen soll:

| | |
|---|---|
| 1. Eingangs-Spannungsbedarf für Vollaussteuerung | ≧ 200 mV |
| 2. Zulässiger Innenwiderstand des speisenden Generators | ≦ 1 MΩ |
| 3. Übertragungsbereich | 50 ··· 12000 Hz |
| 4. Maximaler Frequenzgang gegenüber 1000 Hz | ≦ 2 dB |
| 5. Gegenkopplung zur Verringerung des Klirrfaktors | |
| 6. Maximale Wechselstromleistung an den Ausgangsklemmen | ≈ 2,5 W |
| 7. Ausgangsscheinwiderstand innerhalb des Übertragungsbereiches | ≦ 5 Ω |
| 8. Signal-Fremdspannungsabstand | ≧ 60 dB |

a) Mit welchen Röhren wird der Verstärker zweckmäßig bestückt?

b) Die Werte der Widerstände und Kondensatoren, das Übersetzungsverhältnis ü des Ausgangsübertragers ATr sowie die Spannungs- und Stromwerte des Netztransformators NTr sind zu berechnen.



## Aus der Reparaturpraxis

*Unter dieser neuen Rubrik, die unsere bisherige Standardzeile „Hinweise für den Fernsehservice" ablöst, wollen wir nicht nur Reparaturerfahrungen von TV-Empfängern, sondern auch von Rundfunk- und elektroakustischen Geräten veröffentlichen. Schreiben Sie uns bitte alles das „aus Ihrer Reparaturpraxis", von dem Sie annehmen, daß es von allgemeinem Interesse ist.*

### Ausfall des Vertikalgenerators eines TV-Empfängers „Favorit"

Ein heller waagerechter Strich auf dem Bildschirm zeigte an, daß der Vertikalgenerator ausgefallen war. Der Fehler trat nur zeitweise auf, tage- oder stundenlang nicht. Die Katodenkombination der ECL 82 war in Ordnung.
Der gemeinsame Masseanschluß der ECL 82 mit den Schaltelementen ist über einen versilberten Blechstreifen mit einer Lötöse verbunden, welche unter einer Befestigungsschraube des Tr. 2 liegt. Da die Schraube nicht fest angezogen, sondern nur mit Lack gesichert war, hatte der gemeinsame Masseanschluß keine einwandfreie Verbindung mit dem Chassis. Nach Anziehen der Schraube arbeitete das Gerät einwandfrei. *H. Wolff*

### Häufig vorkommende Fehler am TV-Empfänger „Orion" AT 401 A

Fehler am Kanalwähler

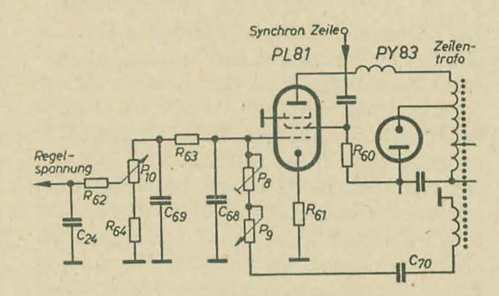
Ein schon mehrfach beanstandeter Fehler wird dadurch verursacht, daß sich die Rastfeder des Kanalwählers verschiebt. Diese ist mit einer Schraube an der Seitenwand des Kanalwählers befestigt und am Ende verlötet. Beim Schalten platzt häufig die Lötstelle ab und die Rastfeder verschiebt sich. Dadurch liegen die Kontaktfedern nicht an den Kontaktpunkten der Segmente an. Es entsteht ein Wackelkontakt oder das Gerät setzt vollkommen aus.
Die Feder muß in ihrem Langloch wieder hochgeschoben, festgeschraubt und verlötet werden. Es ist darauf zu achten, daß der Kanalwähler nur nach rechts geschaltet wird. Im anderen Fall ist die Rastfeder zusätzlich auf Zug beansprucht.

Ton leise und verbrummt

Dieser Fehler zeigte sich bei einwandfreiem Bild. Durch Messungen der Anoden- und Schirmgitterspannungen im Ton-ZF-Teil wurde eine sehr niedrige Anodenspannung an der EH 91 festgestellt. Nachdem der Kondensator C 33 470 pF, der zwischen Anode der EH 91 und Masse liegt, abgelötet wurde, stieg die Anodenspannung und der Ton wurde lauter. C 33 hatte also Feinschluß. Der Ton war wieder brummfrei, nachdem der Kondensator C 33 ausgetauscht wurde.

Keine Hochspannung

Im TV-Empfänger AT 401 A-011 hat die Röhre PL 81 des Zeilenkippgenerators mit Selbsterregung eine Doppelfunktion auszuführen. Dadurch wurde eine Röhre eingespart, aber zugleich eine Fehlerquelle geschaffen. Durch die große Erwärmung der Röhre ist die Frequenzstabilität in der Zeilengeneratorstufe, vor allem bei Alterung der Röhre, kritisch.



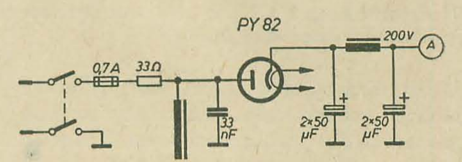

In einem Fall war der Kondensator C 70 durchgeschlagen. P 8 und P 9 verbrannten dadurch.

Bild flackert

In einigen Fällen stand das Bild beim „Orion" sehr unruhig. Die Zeilen vibrierten um ein bis zwei Zeilen auf und ab. Die Ursache lag beim Zeilenfrequenz-Grobregler P 8. Da der Schleifer nicht fest auf die Kohleschicht drückte, entstand auf dieser eine Einbrennstelle. Die hierdurch aufgetretenen Störspitzen waren auch in der Regelspannung nachweisbar. In einem Gerät mußte nach dem Erneuern des Potentiometers P 8 auch noch der Siebkondensator für die Kontrastregelspannung C 24 ausgewechselt werden, um ein ruhig stehendes Bild zu erhalten. *G. Schlüter*

### „Orion" ohne Helligkeit

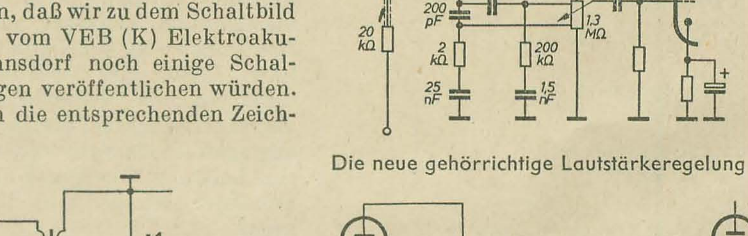
Ein TV-Empfänger AT 401 A hatte keine Helligkeit, sobald die Netzspannung um 10% sank. Ein Gerät gleichen Typs arbeitete jedoch unter diesen Verhältnissen noch einwandfrei. Nach dem Betätigen des Netzschalters begann der Zeilentrafo hörbar zu arbeiten, brach aber kurz darauf ab. Mit dem Service-Oszillografen EO 1/70 konnte festgestellt werden, daß der Zeilengenerator zu schwingen begann,



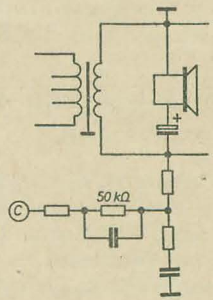

aber dann wieder aussetzte. Die zur Verfügung stehende meßbare Gleichspannung betrug 170 V, war also zu gering. Nachdem ein Elko 100 µF auf den Punkt A aufgeschaltet wurde, stieg die Gleichspannung auf 200 V. Damit setzte die Hochspannung und Helligkeit ein. Der Verdacht fiel auf den Lade- oder Siebkondensator im Gleichrichterteil. Wurde jedoch der Zusatzkondensator im aufgeladenen Zustand aufgeschaltet, gelang es nicht die Gleichspannung hochzutreiben. Demnach mußte der Stromstoß beim plötzlichen Aufladen des Zuschalt-Elkos die Wirkung auslösen. Nach dem Auswechseln der Röhre PY 82 änderte sich jedoch nichts. Auch der Vorwiderstand 33 Ω war einwandfrei. Der Fehler lag an der Sicherung, denn ein Haltebügel hatte schlechten Kontakt und dadurch einen hohen Übergangswiderstand. Dieser Widerstand machte sich bei einem Gleichrichterteil ohne große Belastung nicht bemerkbar.
Erst beim Einsetzen des Zeilengenerators wurde die Stromaufnahme so groß, daß der Übergangswiderstand die Gleichspannung um 20 V reduzierte. *Ing. Kurt H. Böhlert*

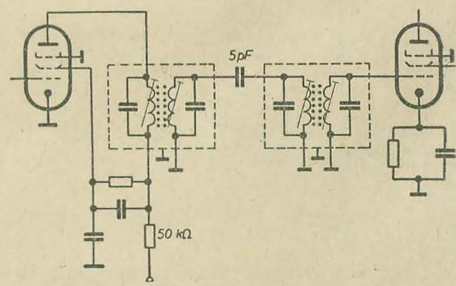
### Berichtigung zum Schaltbild „Rossini"

Im Heft 23 wiesen wir auf Seite 727 bereits darauf hin, daß wir zu dem Schaltbild des „Rossini" vom VEB (K) Elektroakustik Hartmannsdorf noch einige Schaltungsänderungen veröffentlichen würden. Hier sind nun die entsprechenden Zeichnungen dazu.




Die neue gehörrichtige Lautstärkeregelung




Die günstigere Dimensionierung der Gegenkopplung (linkes Bild) sowie des UKW-ZF-Verstärkers (rechtes Bild). Die Einzelheiten sind aus den entsprechenden Auszügen des Stromlaufplanes ersichtlich.

WERNER TAEGER

# Einige Fernsehempfängerprobleme

Die maximale Bildpunktzahl $P_{max}$, die in der Sekunde auf dem Bildschirm eines Fernsehempfängers bei gleicher Anzahl von Bildpunkten je Längeneinheit in horizontaler Richtung wie Zeilen in vertikaler Richtung erscheint, ist von folgenden Faktoren abhängig:

1. Der Zeilenzahl in der Vertikalen $Z_v$ (= 625 nach CCIR),
2. der Bildpunktzahl in der Horizontalen $Z_h$,
3. der Anzahl der Vollbilder je Sekunde b (= 25 nach CCIR).

Da die Bedingungen zu 1. und 3. gegeben sind, braucht lediglich $Z_h$ bestimmt werden. Der Zusammenhang zwischen $Z_h$ und $Z_v$ ist durch die Beziehung

$$Z_h = K \cdot Z_v \quad (1)$$

gegeben, wobei der Faktor K durch das Höhen- und Seitenverhältnis des sichtbaren Bildes und dem Verhältnis von Austastlücke des Bildes zu Austastlücke der Zeile (beide Größen auf die Dauer der gesamten Zeit für Horizontal- bzw. Vertikalweg des Elektronenstrahls bezogen) bestimmt wird. Nach der geltenden Norm erhält man für den Faktor K den Wert 1,52. Damit wird also

$$Z_h = 1{,}52 \cdot Z_v. \quad (1a)$$

Die erkennbare maximale Punktzahl $P_{max}$ ist daher

$$P_{max} = b \cdot Z_h \cdot Z_v = b \cdot 1{,}52 \cdot Z_v^2,$$
$$P_{max} = 25 \cdot 1{,}52 \cdot 625^2 \approx 15 \cdot 10^6. \quad (2)$$

Da eine vollständige Periode aus zwei Bildpunkten besteht (weiß/schwarz), kann man für die maximal benötigte Übertragungsfrequenz $f_{max}$, die hier gleich der Bandbreite wird, schreiben

$$f_{max} = \frac{P_{max}}{2}$$
$$= 0{,}76 \cdot b \cdot Z_v^2 \approx 7{,}5 \cdot 10^6 \triangleq 7{,}5\ \text{MHz}. \quad (3)$$

Diese Bandbreite wäre also notwendig, um in der Horizontalen und der Vertikalen die gleiche Bildauflösung zu erhalten. Eine hierauf aufgebaute Norm würde zwar für die Wiedergabe eines Bildes mit unendlich viel Zeilen (z. B. bei einer Fotografie) ein Optimum an Schärfe bringen, bei der endlichen Zeilenzahl der Fernsehübertragung jedoch eine wesentlich geringere Schärfenausbeute ergeben, als auf Grund der Bandbreite zu erwarten wäre. Das liegt daran, daß infolge der Teilung der Bildinformation durch das nicht unendlich feine Zeilenraster die effektive Schärfe in der Vertikalen wesentlich geringer als in der Horizontalen ist. Damit ist also offenbar die Auflösung in der Horizontalen zu groß, da der effektive Schärfeeindruck von der Koordinate mit der schlechteren Auflösung — hier also der Vertikalen — bestimmt wird.
Der Faktor, der die Verschlechterung der Schärfe in der Vertikalen infolge der Zeilenstruktur ausdrückt, heißt der Kellfaktor k. Um diesen Faktor kann demnach die horizontale Bildpunktzahl geringer sein, als der Zeilenzahl entsprechen würde. Im US- und CCIR-System beträgt der Kellfaktor k = 0,7. Die unter Berücksichtigung des Kellfaktors benötigte Bandbreite B ergibt

$$B = 0{,}667 \cdot k \cdot b \cdot Z_v^2 \frac{1 - v/100}{1 - h/100}. \quad (4)$$

Darin ist h die prozentuale horizontale Austastung (CCIR = 18%) und v die prozentuale vertikale Austastung (CCIR = 6%). Für die CCIR-Norm ergibt demnach Gl. (4)

$$B = 0{,}667 \cdot k \cdot b \cdot Z_v^2 \frac{0{,}94}{0{,}82}$$
$$= 0{,}667 \cdot 1{,}145 \cdot k \cdot b \cdot Z_v^2,$$
$$B = 0{,}76 \cdot k \cdot b \cdot Z_v^2 \quad (5)$$

Für verschiedene Zeilenzahlen und Kellfaktoren k = 0,5 bzw. k = 0,7 ergeben sich folgende Bandbreiten:

**Tabelle 1**

| | $Z_v$ | k = 0,5 | k = 0,7 |
|---|---|---|---|
| Europa | 625 | 3,5 MHz | 5,0 MHz |
| USA | 525 | 3,0 MHz | 4,2 MHz |
| England | 405 | 1,5 MHz | 2,1 MHz |

Die in England zur Anwendung kommende Bandbreite beträgt aber 3 MHz, was einem Kellfaktor k = 1 entspricht. Das kommt daher, daß zur Zeit der Festlegung der englischen Norm diese Zusammenhänge noch nicht bekannt waren. Tatsächlich würde die effektive Bildschärfe bei einer Verringerung der Bandbreite auf 0,7 · 3 = 2,1 MHz (Kellfaktor k = 0,7) nicht merkbar verschlechtert werden.
Die Auflösung in der Horizontalen kann man auf dem bekannten RMA-Testbild, und zwar auf dem senkrecht stehenden Besen, erkennen. Auf der einen Seite dieses Besens ist die Bandbreite, auf der anderen ein um den Faktor 80 größerer Wert angegeben, der die Auflösung in der Horizontalen nach Bildpunkten (nicht ganz zutreffend auch „Linien" genannt) angibt. Der Zusammenhang zwischen Bandbreite und Auflösung ergibt sich folgendermaßen:

Eine vollständige Zeile wird in 64 µs geschrieben,
die Austastlücke nimmt dabei 12 µs in Anspruch,
so daß der sichtbare Teil der Zeile in 52 µs geschrieben wird.

Um horizontale und vertikale Auflösung miteinander vergleichen zu können, werden in horizontaler Richtung nur 3/4 (bzw. bei der modernen 110°-Technik nur 4/5) der sichtbaren Bildbreite eingesetzt, das entspricht der sichtbaren Bildhöhe. Ein Bildpunkt benötigt zum Durchlaufen dieser Strecke demnach 3/4 · 52 = 39 µs (bzw. 4/5 · 52 = 41,6 µs). Ein Signal mit der Frequenz 1 MHz hat eine Periodendauer von 1 µs. In jeder Periode sind zwei Bildpunkte enthalten, nämlich ein schwarzer und ein weißer. Beispielsweise werden in 40 µs

bei 1 MHz 80 Bildpunkte geschrieben,
bei 2 MHz 160 Bildpunkte,
bei 4 MHz 320 Bildpunkte und
bei 5 MHz 400 Bildpunkte.

Mit anderen Worten: Wenn der Sender eine Idealauflösung des Testbildes bringt und der gesamte Übertragungsweg bis zum Empfänger eine Bandbreite von 5 MHz besitzt, kann man günstigstenfalls eine Auflösung von 400 Punkten in horizontaler Richtung erkennen!
Es ist möglich, bei entsprechender Einstellung des Empfängers — z. B. mit dem Feinregler oder der Differenzierschaltung — eine solche Phasenlage des Überschwingens einzustellen, daß eine größere Punktauflösung erkannt werden kann. Es ist klar, daß je nach der Sprungcharakteristik des benutzten Empfängers dieser Effekt mehr oder weniger deutlich auftritt. Ob aber bei einer Szenendarstellung der optimale Bildeindruck erreicht wird, wenn die Einstellung auf möglichst hohe Punktzahl am Horizontalbesen des Testbildes vorgenommen wurde, läßt sich von der technischen Seite kaum entscheiden. Das gehört wohl mehr in das Gebiet des persönlichen Geschmacks und des subjektiven Empfindens. Es handelt sich hierbei vergleichsweise um dasselbe, wenn man beim AM-Rundfunkempfang auf ein Seitenband des Senders einstellt, um mehr Höhen in der akustischen Wiedergabe zu erhalten. Man kann übrigens bei der Beurteilung eines Fernsehbildes gar nicht von einer natürlichen Wiedergabe sprechen, da der Mensch die Natur mit seinen Augen dreidimensional erlebt, während der Bildschirm (vorläufig) nur zwei Dimensionen aufweist.
In diesem Zusammenhang sei auf eine weitere Indikationsmöglichkeit am senkrecht stehenden Besen des Testbildes verwiesen. Auf dem Testbildoriginal laufen die Linien keilförmig zusammen. Das ist auch bei der Wiedergabe im Empfänger der Fall, sofern er keine Laufzeitfehler aufweist. Biegen die Linien aber nach rechts ab, so kann mit Sicherheit auf Laufzeitfehler geschlossen werden. Dabei kann es durchaus möglich sein, daß der Entwickler diese Laufzeitfehler absichtlich in den Empfänger hineingebracht hat, um bei der Szenendarstellung bestimmte Effekte zu erzielen.
Ein weiteres häufig auftretendes Problem, vor das sich der Fernsehempfänger-Entwickler gestellt sieht, ergibt sich durch die Störeffekte durch Oberwellen der Zwischenfrequenz.

## Im Bild-ZF-Verstärker

Durch die Videodiode werden Oberwellen der im ZF-Durchlaßbereich liegenden Frequenzen erzeugt, welche unter Umständen auf den Antenneneingang gelangen und im Empfänger Interferenzstörungen hervorrufen können. Es sind zwei Arten Störungen denkbar:

1. Streifenstörungen im Bild, die dadurch entstehen, daß sich Vielfache des ZF-Bild- bzw. Tonträgers dem HF-Bildträger überlagern. Hier sind die gefährdeten Kanäle im FS-Band I/III die Kanäle 4, 7 und 8. Die Beziehungen zur Berechnung der Schwebungsfrequenzen lauten je nachdem, ob eine Überlagerung mit dem Bild-ZF- oder Ton-ZF-Träger stattfindet:

$$n \cdot f_{ZF\,Bild} - f_{E\,Bild} = \text{Schwebung} \quad (6)$$

oder

$$n \cdot f_{ZF\,Ton} - f_{E\,Bild} = \text{Schwebung} \quad (7)$$

($f_{E\,Bild}$ = Frequenz des Bildträgers im betreffenden Kanal).

Einen Überblick gewährt Tabelle 2.
Wie man sieht, ist für den Störeffekt in den Kanälen 4 und 8 der Ton-ZF-Träger 33,4 MHz und im Kanal 7 der Bild-ZF-Träger 38,9 MHz maßgebend. Die Moiré-Störungen liegen frequenzmäßig sehr hoch (zwischen 4,15 und 5,25 MHz) und werden sich daher in den meisten Fällen nur schwach auswirken. Diese Tatsache war übrigens einer der Gründe für die Wahl der Bildträger-ZF von 38,9 MHz.
2. Streifenstörungen im Bild durch hochfrequente Interferenzen. Diese Störmöglichkeit ergibt sich durch Überlagerung einer in der Videodiode erzeugten Harmonischen einer im ZF-Durchlaßbereich liegenden Frequenz mit

**Tabelle 2**

| Kanal | $F_{E\,Bild}$ in MHz | n | $f_{ZF}$ in MHz | $n \cdot f_{ZF}$ in MHz | Schwebung in MHz |
|---|---|---|---|---|---|
| 4 | 62,25 | 2 | 33,4 | 66,8 | 4,55 |
| 7 | 189,25 | 5 | 38,9 | 194,5 | 5,25 |
| 8 | 196,25 | 6 | 33,4 | 200,4 | 4,15 |

**Tabelle 3**

| Kanal | n | $ZF_s$ (33,4 u. 38,9 MHz) in MHz | $f_E = n \cdot ZF_s$ in MHz | $f_E$ in MHz | Schwebung in MHz |
|---|---|---|---|---|---|
| 4 | 2 | 33,71 | 67,42 | 62,25 | + 5,17 |
| 5 | 5 | 35,68 | 178,4 | 175,25 | + 3,15 |
| 6 | 5 | 36,86 | 184,3 | 182,25 | + 2,05 |
| 7 | 5 | 38,00 | 190,0 | 189,25 | + 0,75 |
| 8 | 6 | 33,59 | 201,54 | 196,25 | + 5,29 |
| 9 | 6 | 34,59 | 207,54 | 203,25 | + 4,29 |
| 10 | 6 | 35,59 | 213,54 | 210,25 | + 3,29 |
| 11 | 6 | 36,59 | 219,54 | 217,25 | + 2,29 |

einer im Durchlaßbereich der HF liegenden Frequenz. Bezeichnet man mit $ZF_s$ die Zwischenfrequenz, bei der Rückwirkungsgefahr vorhanden ist und mit $f_0$ die Oszillatorfrequenz für den betreffenden Kanal, so gilt

$$ZF_s = \frac{f_0}{n+1}. \qquad (8)$$

Für die einzelnen Kanäle ergibt sich damit Tabelle 3.

Hier sind unter Umständen wegen der verhältnismäßig niedrigen Schwebungsfrequenzen (im Kanal 7 z. B. + 0,75 MHz) größere Störmöglichkeiten gegeben. Hierher gehört auch die sogenannte Rauschrückkopplung, die sich in einer starken Vergrößerung des Rauschens beim Empfang weit entfernter FS-Sender äußert.

## Moiré-Störungen im Bild als Funktion des Tonhubes

Hierbei handelt es sich in der Hauptsache um Störungen, die durch den FM-Demodulator und die Begrenzerröhren im 5,5-MHz-Tonkanal zu erwarten sind, das sind also Harmonische der 5,5-MHz-Tonzwischenfrequenz. In der Tabelle 4 sind die Störmöglichkeiten zusammengestellt, wobei die Schwebungsfrequenzen mit positivem Vorzeichen gefährlicher als die mit negativem sind.

**Tabelle 4**

| Kanal | n | Schwebung in MHz gegen den Bild-HF-Träger |
|---|---|---|
| 2 | 9 | + 1,75 |
| 3 | 10 | — 0,25 |
| 4 | 11 | — 1,75 |
| 4 | 12 | + 3,75 |
| 5 | 32 | + 0,75 |
| 6 | 33 | — 0,75 |
| 7 | 34 | — 2,25 |
| 8 | 36 | + 1,75 |
| 9 | 37 | + 0,25 |
| 10 | 38 | — 1,25 |
| 10 | 39 | + 4,25 |
| 11 | 40 | + 2,75 |
| 11 | 39 | — 2,75 |

Die hierbei entstehenden Schwebungsfrequenzen sind von der Einstellung des Feinreglers unabhängig.

## Pfeifen im Ton, hervorgerufen durch eine Oberwelle der Bildträger-ZF

Diese lästige Störung tritt nur im Kanal 7 (Bildträgerfrequenz 189,25 MHz) auf. Sie ergibt sich aus der Bild-ZF = 38,9 MHz und mit n = 5: der

Schwebungsfrequenz = 5 · 38,9 = 194,5 MHz.

Der dem Kanal 7 zugehörige Tonträger liegt auf 194,75 MHz. Bei genauer Einstellung des Feinreglers tritt eine Schwebung von 194,75 — 194,5 = 0,25 MHz auf, die normalerweise unhörbar bleibt. Bei unbeabsichtigter Verstimmung kann die Schwebungsfrequenz bis in den Hörbereich gelangen.

## Moiré-Störungen durch Oberwellen der Geräusch-Beseitigungsschaltung (noise-inverter)

In vielen Geräten findet man den selektiven „noise-inverter" (35,5 MHz), der schon häufig Moiré-Störungen veranlaßt hat. Diese treten aber nur in den Kanälen 5 und 11 auf.

**Tabelle 5**

| Kanal | Bildträger in MHz | n | Oberwelle in MHz | Schwebungsfrequenz in MHz |
|---|---|---|---|---|
| 5 | 175,25 | 5 | 5 · 35,5 = 177,5 | + 2,25 |
| 11 | 210,25 | 6 | 6 · 35,5 = 213,0 | + 2,75 |

Häufig ist es erwünscht, die Störursache beim Auftreten von Moiré zu ermitteln. Hierzu ist die Kenntnis der Moiré-Frequenz erforderlich. Man ermittelt sie leicht aus dem Abstand d der Moiré-Streifen nach der Beziehung

$$f_{Moiré} = f_h \cdot \frac{b}{d} \quad \text{in kHz.} \qquad (9)$$

Darin bedeuten:

$f_h$ = Horizontalablenkfrequenz in kHz (15,625 kHz),

d = Abstand der Streifen in cm,

b = Bildbreite in cm.

Für eine 43-cm-Bildröhre kann man nach folgender Faustregel rechnen:

Ein Streifenabstand von 0,5 cm entspricht einer Frequenz von 1 MHz, ein Streifenabstand von 1 cm entspricht einer Frequenz von 0,5 MHz.

Schließlich will man oft wissen, was die Ursache für das Auftreten von „Geistern" ist. Hierzu muß man die „Umweglänge" kennen, auf der die Empfangswelle reflektiert ein zweites Mal in den Empfänger gelangt. Mit den bereits erwähnten Bezeichnungen ist die Umweglänge

$$A = 0{,}82 \frac{c \cdot d}{b \cdot f_h} \approx 15{,}7 \frac{b}{d} \quad \text{in km} \qquad (10)$$

(c = Lichtgeschwindigkeit ≈ $3 \cdot 10^5$ km/s).

Für die 43-cm-Bildröhre gilt hier der einfache Zusammenhang:

1 cm Abstand auf dem Bildschirm entspricht 0,5 km Umweglänge, 2 cm Abstand auf dem Bildschirm entspricht 1,0 km Umweglänge. (Abstand auf dem Bildschirm zwischen Originalbild und „Geist".)

## Rauschen

Mit der zunehmenden Vergrößerung der Empfindlichkeit der Fernsehempfänger (Verwendung extrem steiler Eingangsröhren usw.) spielen die Rauschprobleme eine wichtige Rolle. Die Rauschzahl und damit die Grenzempfindlichkeit einer Verstärkerschaltung ist durch den Faktor F definiert. Dieser gibt an, um wieviel mal größer die von der gesamten Schaltung an den Ausgang gelieferte Rauschleistung ist, als die dort von der Signalquelle allein erzeugte Rauschleistung. Die Rauschzahl F ist demnach die Summe der Rauschleistung der Quelle plus der durch den Empfänger zusätzlich hervorgerufenen Rauschzahl $F_Z$, bezogen auf die mit dem Betrag 1 festgelegte Rauschleistung der Quelle allein.

$$F = F_Z + 1. \qquad (11)$$

An sich ist F eine dimensionslose Zahl. In Deutschland setzt man häufig die Bezeichnung „$kT_0$" dazu. In der angelsächsischen Literatur wird gewöhnlich F als ein Leistungsverhältnis in dB ausgedrückt.

Es kann im Zuge einer Entwicklungsaufgabe notwendig sein, die Rauschzahlen der einzelnen Stufen eines Verstärkers für sich zu bestimmen. Die weiteren Stufen tragen allerdings erheblich weniger zum Gesamtrauschen bei als die Eingangsstufe eines vielstufigen Verstärkers. Z. B. ist der Beitrag der zweiten Stufe zum Gesamtrauschen bei Leistungsanpassung zwischen Stufe 1 und Stufe 2 gleich der Rauschzahl der Stufe 2 multipliziert mit der Stromübersetzung zwischen Stufe 1 und Stufe 2. Bezeichnet man mit $F_1$ den Rauschfaktor der Stufe 1 und mit $F_2$ den Rauschfaktor der Stufe 2 sowie mit G den Leistungsverstärkungsfaktor zwischen diesen beiden Stufen, so ist das Gesamtrauschen der beiden ersten Stufen

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G}. \qquad (12)$$

Die Rauschzahlmessung einer Kaskodeschaltung kann zweckmäßigerweise wie folgt vorgenommen werden:

Angenommen die Gesamtschaltung erzeuge im Ausgang des Verstärkers die Rauschleistung A. Wird nun der Anodenstrom der Stufe 1 durch Erhöhung der Gittervorspannung gesperrt, dann ergibt sich eine geringere Rauschanzeige B, welche der Rauschleistung der Stufe 2 entspricht. Der Rauschbeitrag der ersten Stufe ist demnach (A—B). Die quantitative Bestimmung von (A—B) erfolgt nun einfach so, daß man die Sperrung der ersten Stufe (durch Verringern der Gittervorspannung) wieder aufhebt und den angeschlossenen Rauschgenerator hochheizt, bis das Anzeigeinstrument den Wert 2 (A—B) anzeigt. Der am Rauschgenerator abgelesene Wert in $kT_0$ ist dann die Rauschzahl der Stufe 1 allein. Dieses Verfahren läßt sich entsprechend abgewandelt auch auf vielstufige Schaltungen anwenden. Bei der üblichen direkt gekoppelten Kaskodeschaltung im Eingang der Fernsehempfänger muß man allerdings dabei die galvanische Verbindung der beiden Röhrensysteme auftrennen und jede Stufe getrennt mit Gleichstrom speisen.

Zur Rauschmessung mittels Rauschdiode ist es ohne Bedeutung, welche Art von Anpassung, Rausch- oder Leistungsanpassung, bei dem zu untersuchenden Empfängereingang benutzt wird. Die speisende Quelle ist in beiden Fällen die gleiche, z. B. die Antenne mit 240-Ω-Fußpunktwiderstand. Die geringere Rauschzahl bei Rauschanpassung bedingt lediglich, daß die Quelle fester an die Eingangsschaltung angekoppelt wird. Ein rauschangepaßter Katodenbasisverstärker besitzt etwa den doppelten Eingangswiderstand eines leistungsangepaßten. Es ist aber in jedem Fall sicherzustellen, daß der Rauschgenerator mit seinem Anpassungsglied eine exakte reflexionsfreie Nachbildung des ohmschen Anteils des Antennenwiderstandes darstellt. Nur für diesen Teil ist die am $kT_0$-Meßgerät abgelesene Rauschzahl richtig, gleichgültig, was für eine Art von Anpassung bei dem zu untersuchenden Empfänger angewandt wird.

*Nach Firmenunterlagen*

Ing. MANFRED PULVERS

Das gleiche gilt für die Minoritätsträger des n-Gebietes. Da die Eigenleitung durch die Temperatur bestimmt wird, ist der Sperrstrom im wesentlichen von der Temperatur, nicht aber von der angelegten Sperrspannung $U_{sp}$ abhängig.
Vollkommen anders liegen die Verhältnisse, wenn der Pluspol an die p-Schicht und der Minuspol an die n-Schicht gelegt wird. Auf Grund der entstehenden Feldstärke werden nach Bild 18 die Defektelektronen vom Pluspol und die Überschußelektronen vom Minuspol weggetrieben und in die Grenzschicht gedrückt, so daß die dort vorherrschende Raumladung mehr oder weniger neutralisiert wird. Die durch die Raumladung in der Grenzschicht verursachte Potentialschwelle wird daher abgebaut bzw. um den Betrag der angelegten Spannung vermindert.

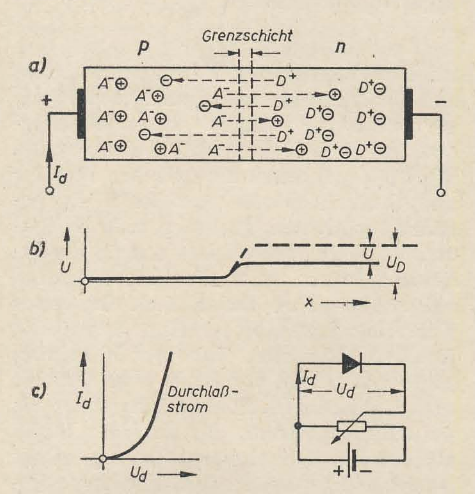



Bild 18: p-n-Übergang bei Flußbelastung, a) Ladungsträgerverteilung, b) Potentialverteilung, c) I-U-Kennlinie und Meßschaltung des Gleichrichters

Die beiden Trägerarten können somit leicht in das gegenüberliegende Gebiet wandern. Die Grenzschicht ist gut leitend und die trägerverarmte Zone verschwindet. Die in das n-Gebiet eingewanderten Defektelektronen und die in das p-Gebiet eingewanderten Elektronen rekombinieren zum Teil im Kristall, der Rest an den Elektroden. Die verschwundenen Träger werden ständig von der Spannungsquelle nachgeliefert. Durch den ständig fließenden Strom in der Grenzschicht entspricht diese in ihrem Verhalten einem Gleichrichter in Durchlaßrichtung. Der im Außenkreis fließende Strom steigt etwa exponentiell mit der angelegten Spannung an.

### Der Transistor

Der derzeitig meistverwendete „Flächentransistor" entsteht durch das Zusammenfügen von drei Halbleiterschichten in einer Anordnung pnp oder npn. Da der pnp-Transistor gegenwärtig die größte Bedeutung besitzt, sollen sich die weiteren Betrachtungen nur auf diesen beziehen. Prinzipiell ist die Wirkungsweise von npn-Transistoren analog.
Ein solcher pnp-Transistor kann z. B. wie folgt hergestellt werden: Ausgangsmaterial ist ein n-leitend vordotierter Ge-Kristall. An beide Seiten legt man kleine Indiumperlen bestimmter Größe auf und legiert diese unter Temperatureinwirkung in den Kristall ein. Im Kristallinneren entsteht am Rand der Indiumperle eine p-leitende Schicht. Wie Bild 19 zeigt, dienen die beiden Indiumperlen gleichzeitig als äußere Anschlußpunkte. Von besonderer Bedeutung für die Wirkungsweise des Transistors ist die Dicke der zwischen den beiden p-Schichten liegenden Basisschicht. Diese muß so dünn wie möglich gemacht werden (einige 10 $\mu$). Neben der in der Mitte liegenden Basisschicht bezeichnet man die linke p-Schicht mit Emitter und die rechte p-Schicht mit Kollektor. Jeder pn-Übergang kann als eine Diodenstrecke aufgefaßt werden, so daß ein Transistor eine Hintereinanderschaltung von zwei Dioden darstellt. Das bedeutet jedoch nicht, daß ein Transistor durch zwei Dioden zu ersetzen ist.
Der Transistor arbeitet dann richtig, wenn die Diodenstrecke Emitter-Basis in Durchlaßrichtung und die Diodenstrecke Basis-Kollektor in Sperrichtung (Bild 20) betrieben wird.
Im spannungslosen Zustand ist an den Übergängen von der einen Schicht zur anderen, infolge der Wärmediffusion eine Ladungsträgerverschiebung festzustellen. In beiden Grenzschichten bildet sich ein inneres elektrisches Feld.
Wird an die Strecke Kollektor—Basis eine äußere Spannung, die voraussetzungsgemäß in Sperrichtung wirkt, angelegt, so bildet sich in der Grenzschicht eine breite trägerverarmte Zone aus.
Im Außenkreis (Kollektorkreis) wird ein kleiner Sperrstrom fließen, den man später mit Kollektorreststrom bezeichnet. Dieser Strom ist naturgemäß stark temperaturabhängig.

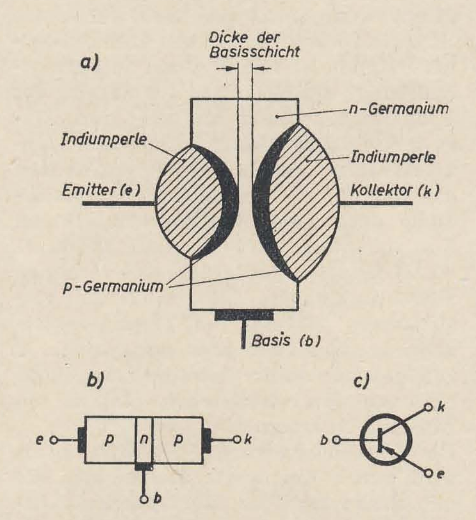



Bild 19: pnp-Transistor, a) Aufbau des Transistors (Diffusionsverfahren), b) schematische Darstellung, c) symbolische Darstellung

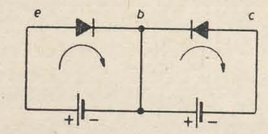



Bild 20: Darstellung eines Transistors durch zwei hintereinandergeschaltete Diodenstrecken

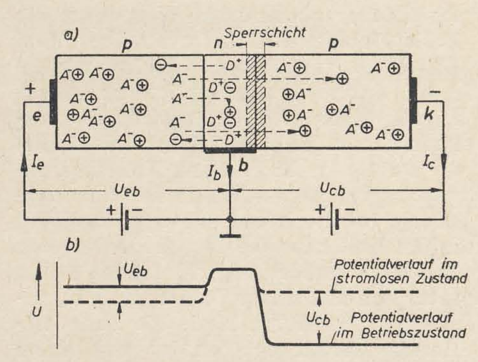



Bild 21: pnp-Transistor im Betriebszustand, a) Ladungsträgerverlauf, b) Potentialverteilung

Wird nun auch der Emitter gegen die Basis mit einer kleinen Spannung in Durchlaßrichtung vorgespannt, so wird die dazwischenliegende Grenzschicht stark leitend (Bild 21). Vom Emitter strömen Defektelektronen in das n-Gebiet ein. Da die Basisschicht sehr dünn ist, werden viele Defektelektronen bis zur Sperrschicht Basis—Kollektor vordringen können. Durch die in dieser Sperrschicht vorliegenden Spannungs- und Feldverhältnisse können die Defektelektronen sehr leicht in das Kollektorgebiet eindringen. Der Kollektor, der negativ vorgespannt ist, saugt gewissermaßen die Defektelektronen an. Bei dieser Betrachtung haben wir zunächst die im Basisraum vorherrschenden Elektronen außer acht gelassen. Dies ist zulässig, da man bewußt den Emitter stark gegenüber der Basis dotiert. Im Emitter ist also eine starke und in der Basis eine schwache Ladungsträgerkonzentration vorhanden, so daß der zwischen Emitter und Basis fließende Strom im wesentlichen aus Defektelektronen besteht.
In Wirklichkeit werden also die vom Emitter in die Basis einströmenden Defektelektronen im geringen Maße mit den hier vorherrschenden Überschußelektronen rekombinieren. Der weitaus größte Teil wird die Basisschicht durchlaufen

und zum Kollektor gelangen. Der Emitterstrom $I_e$ erscheint also fast in voller Größe als Kollektorstrom $I_c$. Die im Basisgebiet stattfindende Rekombination mit den einströmenden Defektelektronen, sowie der schwache Elektronenfluß von der Basis zum Emitter ist die Ursache dafür, daß ein Teil des Emitterstromes über die Basis abfließt. Der Emitterstrom ist demnach

$$I_e = I_c + I_b.$$

Praktisch ist $I_c = (0{,}95 \cdots 0{,}99)\ I_e$.

Während der Emitterstrom $I_e$ etwa exponentiell mit der Emitter-Basisspannung $U_{eb}$ ansteigt, ist der Kollektorstrom $I_c$ nahezu unabhängig von der Kollektor-Basisspannung $U_{cb}$.

Bereits eine kleine Spannung $U_{cb}$ reicht aus, um die vom Emitter gelieferten Defektelektronen voll abzusaugen.

Nach dieser Darstellung werden vom Emitter Löcher (Defektelektronen) in die Basis „injiziert". Im Basisgebiet, wo diese Löcher als Minoritätsträger erscheinen, steht diesen für das Durchlaufen der Basisschicht kein Potentialgefälle zur Verfügung, wie aus Bild 21 zu ersehen ist. Die Löcher müssen den Weg durch die Basis bis zum Kollektor, nämlich durch Diffusion, zurücklegen. Einige werden dabei durch Rekombination mit Elektronen (Majoritätsladungsträger) verloren gehen. Sind die Löcher erst einmal an der Sperrschicht Basis-Kollektor angekommen, so werden sie nahezu unabhängig von der Höhe des Potentialgefälles in die Kollektorzone getrieben. Der über den Emitterübergang fließende Strom setzt sich aus einem Löcheranteil $I^+_e$ zusammen, der durch die in die Basis injizierten Löcher gegeben ist und einem Elektronenanteil $I^-_e$, der durch die von der Basis zum Emitter wandernden

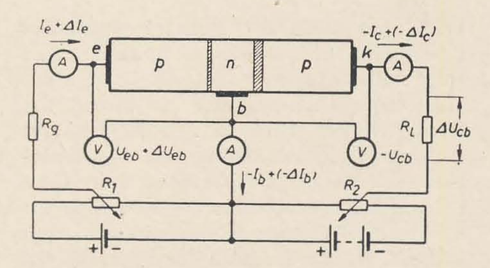



Bild 22: Versuchsschaltung zur Aufnahme der Kennlinien eines Transistors

Elektronen bestimmt wird. Von $I^+_e$ geht ein Teil durch Rekombination im Basisgebiet verloren, der Rest diffundiert zum Kollektor und liefert seinen Anteil zum Kollektorstrom. Am Basisanschluß ist demnach eine ständige Zufuhr von Elektronen erforderlich, die den Basisstrom verursacht.

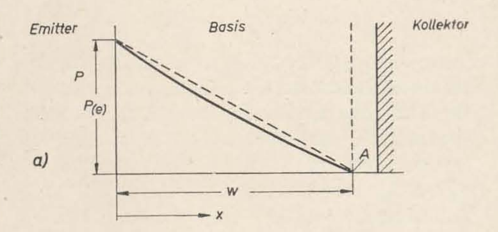
Die Sperrschicht Basis-Kollektor stellt eine trägerverarmte Zone bestimmter Breite dar. Je größer die zwischen Basis und Kollektor angelegte (Sperr)-Spannung $U_{cb}$ ist, um so mehr werden die Ladungsträger aus dieser Schicht zurückgedrängt, die sich aus diesem Grund entsprechend verbreitert. Die Ausbreitung der Sperrzone wird vorzugsweise zur Basis hin erfolgen. Hieraus ergibt sich eine Verminderung der Basisstärke, die wiederum eine Veränderung des Diffusionsstroms zur Folge hat.

Bild 22 stellt die Schaltung eines pnp-Transistors in gewohnter Weise dar. Am Eingang und Ausgang, sowie im Basiskreis fließen die Ströme $I_e$, $I_c$ und $I_b$. Für die Stromrichtung legen wir fest, daß alle zum Kristall hin gerichteten Ströme als positiv bezeichnet werden. Die Emitter-Basisspannung $U_{eb}$ sowie die Kollektor-Basisspannung $U_{cb}$ werden mit einem möglichst hochohmigen Instrument gemessen, um eine spätere Korrektur der Ströme zu vermeiden. Eine Veränderung der Spannung $U_{eb}$ und $U_{cb}$ wird durch die beiden niederohmigen Spannungsteiler $R_1$ und $R_2$ ermöglicht. Im Kollektor- und Emitterkreis liegen ferner die Widerstände $R_L$ und $R_g$, die bei späterer praktischer Anwendung des Transistors als Lastwiderstand, bzw. als Generatorwiderstand in Erscheinung treten.

Eine Vergrößerung der Eingangsspannung $U_{eb}$ durch $R_1$ um einen kleinen Betrag $\Delta U_{eb}$ hat ein Ansteigen des Emitterstroms um $\Delta I_e$ zur Folge. Naturgemäß wird hierdurch auch der Kollektorstrom um einen kleinen Wert $\Delta I_c$ ansteigen. Da eine Vergrößerung des Emitterstroms eine erhöhte Löcherkonzentration und damit auch eine größere Rekombinationstätigkeit im Basisgebiet bewirkt, wird der Basisstrom ebenfalls um eine kleine Größe $\Delta I_b$ ansteigen.

Aus diesen Überlegungen geht hervor, daß der Kollektorstrom vom Eingang (Emitter) aus steuerbar ist und daß die Stromänderung $\Delta I_c$ immer kleiner als die am Eingang eintretende Stromänderung $\Delta I_e$ ist. Das Verhältnis $\Delta I_c / \Delta I_e$, welches die Stromverstärkung zwischen Ein- und Ausgang angibt, ist demnach stets etwas kleiner als 1. Betrachtet man die Spannungsverhältnisse im Emitter- und Kollektorkreis, so erkennt man, daß bei dem oben beschriebenen Vorgang — vorausgesetzt $R_L$ ist genügend groß — eine Spannungsverstärkung eintritt. Am Eingang wird zur Vergrößerung des Emitterstroms um $\Delta I_e$ nur eine kleine Änderung der Spannung um $\Delta U_{eb}$ notwendig sein, da die Eingangsstrecke in Durchlaßrichtung arbeitet. Am Ausgang jedoch können relativ große (Sperr)-Spannungen $U_{cb}$ angelegt werden, so daß sich durch die Stromänderung $\Delta I_c$ an dem großen Lastwiderstand eine relativ große Spannungsänderung ergibt. Das Verhältnis der Spannungsänderung im Aus- und Eingangskreis gibt demnach die Spannungsverstärkung an. Schließlich ergibt sich aus der Strom- und Spannungsverstärkung noch eine Leistungsverstärkung. Zur Steuerung des Transistors ist immer eine Leistung erforderlich. Die bisherige Betrachtungsweise läßt zwar die verstärkende Wirkung des Transistors erkennen, vermittelt aber noch nicht in genügendem Maße die Zusammenhänge zwischen den elektrischen Größen am Ein- und Ausgang.

Die Verstärkerwirkung des Transistors wird durch Kennwerte beschrieben, die mit denen aus der Röhrentechnik bekannten vergleichbar, jedoch auf die Belange und speziellen Eigenschaften des Transistors zugeschnitten sind. Viele der zur Beschreibung des Transistorverhaltens erforderlichen Kennwerte kann man leicht deuten, wenn man die sich in der Basis des Transistors abspielenden Vorgänge betrachtet. Dies trägt gleichzeitig zum besseren Verständnis der physikalischen Wirkungsweise des Transistors bei.



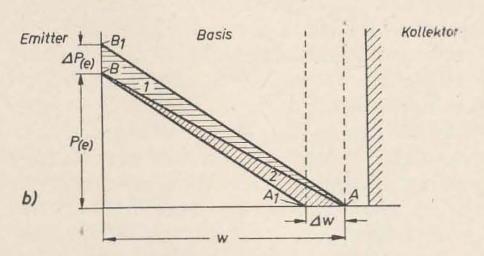




Bild 23: a) und b) Schematische Darstellung des Konzentrationsverlaufs der Minoritätsladungsträger im Basisgebiet

Im Bild 23a ist der Konzentrationsverlauf der Minoritätsladungsträger (Löcher) in der Basis gezeichnet. An der Emitterseite hat diese Konzentration einen hohen Wert $p_{(e)}$, der durch die zwischen Emitter und Basis angelegte Spannung $U_{eb}$ bestimmt wird. Am Übergang zum Kollektor, wo eine große Spannung in Sperrrichtung wirkt, wird die Konzentration auf nahezu Null fixiert (A). In erster Näherung darf man annehmen, daß die Konzentration zum Kollektor hin stetig abnimmt. Der in der Basis vom Emitter zum Kollektor fließende Löcherstrom ist ein Diffusionsstrom, der an jeder Stelle proportional dem Konzentrationsgradient (Dichtegefälle) ist. In dem hier angenommenen Fall ist der Konzentrationsgradient durch $p_{(e)}/w$ gegeben, w ist nach Bild 23a die effektive Breite der Basisschicht. Da infolge der Rekombination fortwährend Löcher in der Basis verloren gehen, ist der Konzentrationsverlauf in der Basis nicht völlig linear (ausgezogene Linie). Hierdurch ist, wie zu erwarten, der Konzentrationsgradient am Emitter etwas größer als am Kollektor. Für den Löcherstrom ergibt sich folgende Beziehung:

$$I^+ = -q \cdot D - \frac{dp}{dx},$$

darin bedeutet D die Diffusionskonstante für Löcher und q die Elektronenladung.

Ist die Rekombination in der Basis gering, so weicht der Konzentrationsverlauf nur wenig von einer Geraden ab. Für diesen Fall ist die über die Basisbreite w summierte Löcherzahl angenähert durch die Dreieckfläche unter der Konzentrationslinie ($^1/_2 \cdot w \cdot \Delta\, p_{(e)}$) gegeben.

*Wird fortgesetzt*

# Reparaturhinweise für Transistorgeräte

*Nachdem seit einiger Zeit mit Transistoren bestückte Empfänger im Handel sind, werden gelegentlich einige Geräte in die Rundfunkwerkstatt zur Reparatur kommen. Es ist verständlich, daß insbesondere die alten „Reparaturhasen" diesen neuen Geräten etwas skeptisch und mit einer gewissen Unsicherheit gegenüberstehen. Der nachfolgende Beitrag soll ihnen das Einarbeiten in die neue Materie erleichtern.*

Ehe man überhaupt einen beanstandeten Transistorempfänger untersucht, ist zunächst die Batterie zu prüfen, und zwar am besten gesondert außerhalb des Gehäuses. Einen guten Überblick über ihren Zustand ergibt eine Spannungsmessung im Leerlauf und bei angenäherter Betriebslast. Das Gerät „Sternchen" vom VEB Stern-Radio Sonneberg z. B. nimmt bei mittlerer Aussteuerung der im B-Betrieb arbeitenden Endstufe insgesamt einen Strom von 10···15 mA auf. Die Betriebslast wird also durch einen ohmschen Widerstand von etwa 800 Ω nachzubilden sein. Der innere Widerstand der zu diesem Gerät gehörigen Spezialbatterie liegt erfahrungsgemäß zwischen 40 und 60 Ω. Sinkt die Batteriespannung unter Last um mehr als 30% ab, sollte man, obgleich die Geräte in den meisten Fällen noch funktionsfähig sind, die Batterie ersetzen.

Das gilt besonders für den Fall, daß im Gerät noch ein anderer Fehler vorhanden und aufzusuchen ist. Ist eine passende Ersatzbatterie zufällig nicht am Lager, so ist es ratsam, gerade vorhandene andere Trockenbatterien (z. B. Taschenlampenbatterien) oder Akkumulatoren zu einer Batterie von etwa 9 V Spannung zusammenzuschalten. Vorhandene Niederspannungsnetzgeräte wird man meist nicht verwenden können, es sei denn, sie hätten einen ebenso großen oder kleineren Innenwiderstand wie die zum Transistorgerät gehörende Batterie. Bei höherem Innenwiderstand der Stromquelle, wenn die Endstufe, wie meistens bei Transistorgeräten, im Gegentakt-B-Betrieb arbeitet, schwankt deren Klemmenspannung stark mit der Aussteuerung. Dadurch kann die Oszillatorfrequenz nicht nur in der Amplitude, sondern auch in der Frequenz moduliert werden. Beides führt zu Verzerrungen. Beim Anschluß einer Hilfsbatterie, zum Zwecke der Fehlersuche, achte man sorgfältig auf polrichtigen Anschluß! Bei falscher Polung können die Transistoren beschädigt werden.

Nach dem Anlegen einer einwandfreien Batterie an das Transistorgerät kann in altbekannter Weise mit der systematischen Fehlersuche begonnen werden. Der Nachdruck liegt dabei auf „systematisch". Mit der „Nassen-Finger-Methode" wird man nicht zum Ziel kommen, da die Brummeinstreuung beim Berühren einer „heißen" Klemme als Folge des Batteriebetriebes und der niedrigen Eingangsimpedanzen von Transistoren äußerst gering ist. Die Anhänger der Fehlersuchmethode durch Signalzuführung werden von der Endstufe ausgehend an verschiedenen Punkten (z. B. Primärseite des Ausgangstrafos, Primärseite des Treibertrafos, heißes Ende des Lautstärkereglers) ein niederfrequentes Signal einspeisen. Dabei arbeitet man zweckmäßigerweise mit einer Anordnung nach Bild 1, also mit der Einspeisung eines Stromes. Abgesehen davon, daß diese Handhabung mehr der Arbeitsweise des Transistors entspricht, kommt man hierbei mit einem relativ kleinen Kondensator C zur Gleichstromabriegelung aus und vermeidet so stärkere Lade- und Entladestromstöße. Diese gelangen u. U. verstärkt auf die Endstufentransistoren und können zu einer Überschreitung der zulässigen Strom- und Spannungsspitzenwerte führen. In diesem Zusammenhang ist darauf hinzuweisen, daß eine Übersteuerung der Endstufentransistoren bei fehlender Last ebenfalls gefährlich sein kann. Der Ausgangstransformator wirkt dann als reine Induktivität und an den Kollektoranschlüssen können erhebliche Spannungsspitzen auftreten. Bei einem völlig „schweigenden" Gerät wird man also zunächst bei ausgeschalteter Batterie der Primärseite des Ausgangstransformators einen nicht zu großen Signalstrom zuführen, um sich davon zu überzeugen, daß ausgangsseitig alles intakt ist. Die hochfrequente Signalzuführung erfolgt in bekannter Weise über einen kleinen Kondensator (Bild 2). Ein Reihenwiderstand von 20 kΩ ist auch hier zweckmäßig aber nicht unbedingt erforderlich.

Die Anhänger der Fehlersuche durch Signalabnahme werden bei Transistorgeräten einen Kopfhörer und Anordnungen nach den Bildern 3 und 4 verwenden. Anstelle des Kopfhörers kann auch einer der bekannten „Signalverfolger" mit Verstärker und Lautsprecher verwendet werden.

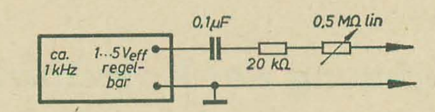



Bild 1: Niederfrequente Signalzuführung

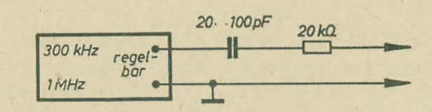



Bild 2: Hochfrequente Signalzuführung

Nach der Einkreisung des Fehlerortes sind in der betreffenden Verstärkerstufe einige Spannungsmessungen durchzuführen. Um die Verfälschung der Meßergebnisse durch den Stromverbrauch des Voltmeters klein zu halten, benutzt man am besten ein Gleichspannungsröhrenvoltmeter oder ein Drehspulvoltmeter mit einem Meßwerk, das bei Vollausschlag einen Strom von maximal 50 µA — entsprechend 20 kΩ/V — aufnimmt (z. B. Universalmesser I EAW J. W. Stalin, Berlin-Treptow). Die Besonderheiten bei Gleichspannungsmessungen in Transistorstufen sind als Beispiel an der im Bild 5 wiedergegebenen zweiten ZF-Stufe des Gerätes „Sternchen" erläutert. Man wird sich im allgemeinen auf eine Messung der Spannung des Kollektors und Emitters gegen Masse beschränken. Die Basis hat bei der standardartigen Schaltung — mit Basisspannungsteiler ($R_9$, $R_{10}$) und Emitterwiderstand ($R_{11}$) — ein um etwa 0,05···0,2 V negativeres Potential gegen Masse als der Emitter. Diese Spannungsdifferenz ist nur mit einem Röhrenvoltmeter, das einen 1-V-Bereich besitzt, der Größenordnung nach zu ermitteln. Bei Anlegen eines Drehspulspannungsmessers an die Basis würde durch dessen Eigenverbrauch die Strom- und Spannungsverteilung derart verändert, daß folgerichtige Schlüsse auf Fehlerursachen kaum mehr möglich sind.

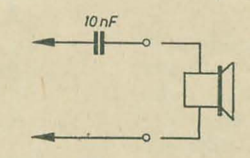



Bild 3: Signalabnahme durch Kopfhörer

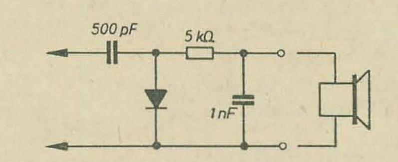



Bild 4: Fehlersuche durch Signalabnahme

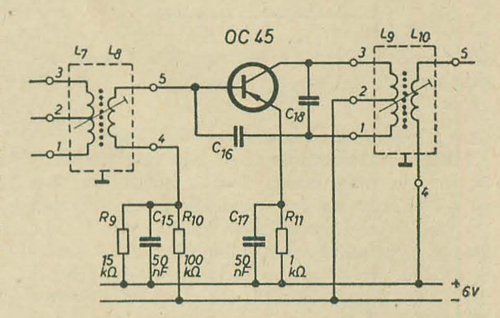



Bild 5: Zweite ZF-Stufe des „Sternchens"

Die Auswirkungen einiger Fehler an Einzelteilen sind nachfolgend stichwortartig erläutert:

| | |
|---|---|
| $R_{11}$ — hochohmig: | Emitterspannung sehr viel größer als 0,6 V, |
| $C_{17}$ — Kurzschluß: | Emitterspannung etwa gleich Null, |
| $C_{16}$ — Kurzschluß: | Emitterspannung sehr viel größer als 0,6 V, |
| $R_{10}$ — hochohmig: | Kollektorspannung etwa gleich der Batteriespannung, Emitterspannung erheblich kleiner als 0,6 V, da bei völligem Ausfall des Widerstandes $R_{10}$ im Kollektorkreis ein Strom fließt, der zwischen $I_{co}$ und $I_{co}'$ liegt, |
| $C_{15}$ — Kurzschluß: | Verhalten etwa wie bei „$R_{10}$ hochohmig" angegeben, |
| $R_9$ — hochohmig: | Kollektorspannung fällt, Emitterspannung erheblich größer als 0,6 V, da der Kollektorstrom stark ansteigt. |

Wie man sieht, ist die Analyse der Messungen nicht immer ganz eindeutig. Zur weiteren Klärung der Fehlerursache darf man nun nicht, wie es bei Röhrengeräten üblich ist, bei ausgeschalteter Batterie die Widerstände mit einem Ohmmeter nachmessen! Es würden sich nicht nur durch die stromrichtungs- und amplitudenabhängigen Widerstände zwischen den Transistorelektroden, die außerdem durch die gemeinsame Masse- und Minusleitung der Batterie untereinander verbunden sind, undefinierte Verhältnisse ergeben, sondern man könnte u. U., wenn man ein unmodernes Ohmmeter mit hohem Stromverbrauch und hoher Hilfsspannung benutzt, die Transistoren beschädigen. Es ist also die Methode des „systematischen Lötens" zu empfehlen, und die zu untersuchenden Widerstände oder Kondensatoren sind mindestens einpolig vom Gerät abzutrennen. Beim Löten an Transistorgeräten schalte man den Lötkolben, wenn der Kupfereinsatz nicht sicher genullt ist, vom Netz ab. Etwaige Ableitströme könnten sonst beim Berühren anderer Schaltungsteile mit der Hand über die Transistoren fließen und diese beschädigen. Beim Herauslöten von Transistoren fasse man den erwärmten Anschluß-

draht mit einer nicht zu spitzen Bronzepinzette, um die Lötwärme abzuleiten. Bei ungeschicktem Löten ist es durchaus möglich, daß innerhalb des Transistors die feinen Anschlußdrähte, mit denen die aus Indium bestehenden Emitter- und Kollektorperlen kontaktiert sind, herausfallen oder sich lockern.

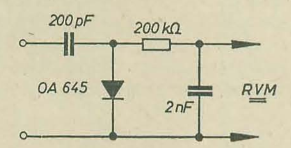



Bild 6: Schaltung zur Messung der Oszillatorspannung

Zum Auffinden schadhafter Kopplungs- und Emitterkondensatoren im Niederfrequenzteil verwende man einen Blockkondensator von 4···8 μF, der den fragwürdigen Kondensatoren gegebenenfalls parallelgeschaltet wird. Vor jedem Test sollte der Kondensator durch Kurzschließen der Klemmen entladen werden, damit sich sein Energieinhalt nicht etwa mit falscher Polarität über eine Transistorstrecke entlädt und Schaden anrichtet.

Gewisse Schwierigkeiten bereitet in Zweifelsfällen die Feststellung, ob der Oszillator eines Transistorsupers schwingt. Mit einer Gleichspannungsmessung, wie sie zu dem gleichen Zweck bei Röhrengeräten üblich ist, kommt man hier nicht zum Ziel. Am günstigsten ist die Messung der HF-Spannung parallel zum Oszillatordrehkondensator unter Verwendung eines Diodenvoltmeters mit etwa 1-MΩ-Ableitwiderstand und nachgeschaltetem Gleichspannungsröhrenvoltmeter. Die Oszillatorspannung an dem angegebenen Meßpunkt wird zwischen 0,5 und 2,5 $V_{eff}$ liegen. Ist ein entsprechender Tastkopf nicht vorhanden, kann eine Anordnung nach Bild 6 mit einer Germaniumdiode verwendet werden. In diesem Fall wirkt der Sperrwiderstand der Diode als Ableitwiderstand.
Wie man sich von der Funktionsfähigkeit der Transistoren durch eine einfache Prüfung überzeugen kann, wurde bereits beschrieben[1]. In diesem Zusammenhang wurde auf die starke Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes in Emitterschaltung ($I_{co}'$) hingewiesen. Es sei hier noch eine Erscheinung erwähnt, die man gelegentlich bei derartigen Messungen beobachtet, nämlich die, daß sich der Wert $I_{co}'$ während des Meßvorgangs ändert („$I_{co}'$ läuft"). Ein langsames Absinken nach Anlegen der Meßspannung oder nach einer Belastung (z. B. nach der Stromverstärkungsmessung) ist belanglos. Man beobachtet diese Erscheinung an einem gewissen Prozentsatz von Transistoren aller Fabrikate. Sie wird wahrscheinlich durch geringste Feuchtigkeitseinschlüsse im Transistorgehäuse hervorgerufen, die bei einer Massenfabrikation nicht ganz zu vermeiden sind. Die minimalen durch den Meßstrom erzeugten Wärmemengen genügen, die an der Nahtstelle zwischen Basis und Kollektor angelagerten und wahrscheinlich nur wenige Moleküllagen starken Feuchtigkeitsspuren abgehen zu lassen. Aus diesen Vorgängen resultiert auch eine gewisse Abhängigkeit des Reststromes von der „Vorgeschichte" des Transistors in belastungs- oder wärmemäßiger Hinsicht. Transistoren, bei denen der Reststrom $I_{co}'$ die Tendenz zeigt, abzusinken, sind also durchaus als gut brauchbar anzusehen. Als nicht einwandfrei kann man dagegen solche bezeichnen, bei denen der Reststrom hochläuft und schließlich den für den Transistor zugelassenen Grenzwert von 400 bzw. 500 μA überschreitet. In Schaltungen mit niederohmigem Basisspannungsteiler würden jedoch derartige Transistoren durchaus noch einwandfrei arbeiten.

*Elektronus*

---

[1]) radio und fernsehen 19 (1958) S. 573.

HEINZ LINGENFELDER

# Berechnung der Rauschzahl der Katodenbasis-, Gitterbasis- und Anodenbasis-Schaltung Teil 3 und Schluß

Mit den behandelten Eingangsschaltungen, der KB-, GB- und AB-Stufe ergeben sich 9 Kombinationen in bezug auf die erste und zweite Stufe. Davon haben aber nur einige für die Praxis Bedeutung. Die wichtigste Anordnung ist die, wenn für die erste Stufe die KB-Schaltung und für die zweite Stufe die GB-Schaltung verwendet wird. Diese Anordnung ist auf Grund der sehr günstigen Empfindlichkeitseigenschaften als „Kaskodeschaltung" bekannt.
Für die folgenden Beispiele gelten die Daten der Pentode EF 80 und der Doppeltriode ECC 85. Die Frequenz sei stets 100 MHz. Um Vergleichsmöglichkeiten zu erhalten, werden die gleichen angenommenen Schwingkreise beibehalten. Dabei sei $R_g$ mit 2 kΩ der Realanteil des Kreises, der sich am Ausgang der ersten bzw. am Eingang der zweiten Röhre befindet. Unter Umständen läßt sich auch ein höherer Wert als 2 kΩ realisieren.

Für die EF 80 gilt laut Tabelle:

$R_ä = 1\ \text{k}\Omega,\ R_{el} = 3\ \text{k}\Omega,\ S = 7\ \text{mA/V}$

und für die ECC 85:

$R_ä = 0{,}5\ \text{k}\Omega,\ R_{el} = 6\ \text{k}\Omega,\ S = 6\ \text{mA/V},\ R_i = 10\ \text{k}\Omega.$

Zur Vereinfachung der Zahlenrechnung werden alle Werte in kΩ bzw. mS eingesetzt.

Die Bandbreiten der Kreise sollen groß gegenüber dem betrachteten Frequenzbereich bzw. dem Gesamtdurchlaßbereich des Verstärkers und auf Bandmitte abgestimmt sein. Es ist dann nur mit den Wirkanteilen der Kreise zu rechnen. Die abgeleiteten Formeln sind auch nur für diesen Fall gültig. Außerdem seien sämtliche Rückwirkungen der Stufen vernachlässigt. Die Formeln für F sind für jedes $R_s$ allgemein gültig.
Wird für $R_s$ das angegebene $R_{s\,opt}$ eingesetzt, so ergibt sich $F_{opt}$. Um Vergleichsmöglichkeiten zu haben, wird in den folgenden Beispielen stets $F_{opt}$ errechnet. Das Übersetzungsverhältnis des Eingangstransformationsgliedes muß, wenn z. B. eine Quelle von 60 Ω zur Verfügung steht, entsprechend unterschiedlich sein.
Weiterhin wird der Zwischenkreis zwischen der ersten und der zweiten Stufe mit zur ersten Stufe gerechnet. Damit ist $R_g$ für die zweite Stufe unendlich. Für die erste Stufe sind die Werte der Tabelle zu entnehmen, die einschließlich $R_a$ gelten. Weiterhin ist zu beachten, daß der Ausgangswiderstand der ersten Stufe (einschließlich $R_a$) für die zweite Stufe den Widerstand $R_s$ darstellt.

Bild 20: Schaltung zur Ermittlung der Rauschzahl (Pentode KB, Pentode KB)

**Pentode KB — Pentode KB**

Die beiden Stufen sind entsprechend Bild 20 aufgeteilt. Mit den bereits genannten Daten füf die EF 80 ergibt sich:

$$R_{sopt} = \sqrt{\frac{R_ä + \dfrac{1}{S^2 \cdot R_a}}{\dfrac{1}{R_g} + \dfrac{\beta}{R_{el}} + \left(\dfrac{1}{R_{el}} + \dfrac{1}{R_g}\right)^2 \left(R_ä + \dfrac{1}{S^2 \cdot R_a}\right)}}$$

$$= \sqrt{\frac{1{,}1 + 0{,}01}{0{,}5 + 1{,}67 + 0{,}69\,(1{,}1 + 0{,}01)}}$$

$$R_{sopt} = 0{,}61\,\text{k}\Omega\,.$$

Für die Parallelschaltung $R_g$ und $R_{el}$ erhält man:

$$R'_p = \frac{R_g \cdot R_{el}}{R_g + R_{el}} = \frac{2 \cdot 3}{2 + 3} = 1{,}2\,\text{k}\Omega \quad \text{und für}$$

$$R_p = \frac{R'_p \cdot R_s}{R'_p + R_s} = \frac{1{,}2 \cdot 0{,}61}{1{,}2 + 0{,}61} = 0{,}4\,\text{k}\Omega\,.$$

Damit ist:

$$F_1 = 1 + \frac{0{,}61}{2} + \frac{5 \cdot 0{,}61}{3} + \frac{0{,}61}{0{,}16} \cdot 1{,}1 = 6{,}5\,.$$

Mit der verfügbaren Leistungsverstärkung

$$W_1 = S^2 \cdot \frac{R_i \cdot Ra}{R_i + R_a} \cdot \frac{{R_p}^2}{R_s}$$

der ersten Stufe und der Rauschzahl der zweiten Stufe

$$F_s = 1 + \frac{R_{aus\,1}}{R_{el}} + \frac{R_{aus1} \cdot R_ä}{{R_{p2}}^2},$$

wird:

$$\frac{F_2 - 1}{W_1} = \frac{\left(\frac{\beta}{R_{el}} + \frac{R_ä}{{R_p}^2}\right) R_s}{S^2 \cdot {R_p}^2} = \frac{\left(\frac{5}{3} + \frac{1,1}{1,44}\right) 0,61}{50 \cdot 016} = 0,19.$$

Die Gesamtrauschzahl beträgt

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1} = 6,5 + 0,19 = 6,7.$$

Setzt man eine Quelle von 60 Ω voraus, so ergibt sich die Eingangsübertragung $ü = \sqrt{\frac{610}{60}} = 3,2.$

Die Spannungsverstärkung der ersten Stufe ist, da der Lastwiderstand der ersten Röhre gleich $R'_p$ ist:

$$V_1 = S \cdot R'_p = 7 \cdot 1,2 = 8,4 \text{fach}.$$

Wird für die zweite Röhre der gleiche Lastwiderstand vorausgesetzt, so ist auch $V_2 = 8,4$fach.

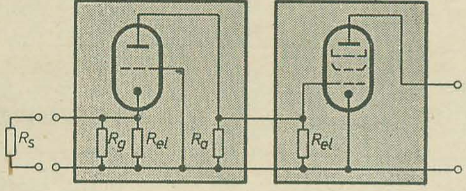



Bild 21: Schaltung zur Ermittlung der Rauschzahl (Triode GB, Pentode KB)

**Triode GB — Pentode KB**

Die Anordnung der beiden Stufen entspricht Bild 21.
Für die GB-Stufe ist:

$$R_{s\,opt} = \sqrt{\frac{36 \cdot 0,5}{37,3\left[\frac{1}{2} + \frac{5}{6} + \frac{1}{2} + \frac{36 \cdot 0,5}{37,3}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{6}\right)^2\right]}} = 0,48\,k\Omega,$$

$$R'_p = \frac{2 \cdot 6}{2 + 6} = 1,5\,k\Omega \quad \text{und} \quad R_p = \frac{1,5 \cdot 0,48}{1,5 + 0,48} = 0,36\,k\Omega.$$

Die Rauschzahl beträgt:

$$F_1 = 1 + 0,24 + 0,4 + 1,78 + 0,5 = 3,92.$$

Um den Einfluß der zweiten Stufe zu bestimmen, benötigt man den Ausdruck

$$\frac{F_2 - 1}{W_1} = \frac{R_{aus}}{W_1} \cdot \frac{\beta}{R_{el}} + \frac{R_{aus}}{W_1} \cdot \frac{R_ä}{{R_{p2}}^2}.$$

Mit

$$\frac{R_{aus}}{W_1} = \frac{R_s}{{R_p}^2} \cdot \frac{[R_i + R_p(1 + S \cdot R_i)]^2}{(1 + S \cdot R_i)^2} = \frac{(10 + 0,36 \cdot 61)^2 \cdot 48}{61^2 \cdot 0,13} = 1$$

ist

$$\frac{F_2 - 1}{W_1} = \frac{5}{3} + \frac{1,1}{1,32} = 1,7 + 0,8 = 2,5.$$

$R_{p2}$ setzt sich aus dem Ausgangswiderstand der Gitterbasisstufe, $R_a$ und $R_{el\,2}$ zusammen.

Damit erhält man $F_{12} = 4 + 2,5 = 6,5$.

Die Eingangsspannungsübersetzung ist bei einem Quellwiderstand von 60 Ω

$$ü = \sqrt{\frac{480}{60}} = 2,8,$$

und die Spannungsverstärkung der ersten Stufe beträgt somit

$$V_1 = \left(S + \frac{1}{R_i}\right) \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} = 6,1 \cdot \frac{10 \cdot 1,2}{10 + 1,2} = 6,5 \text{ fach}.$$

Die Spannungsverstärkung der Pentode ist wie im vorigen Beispiel $V_2 = 8,5$fach.

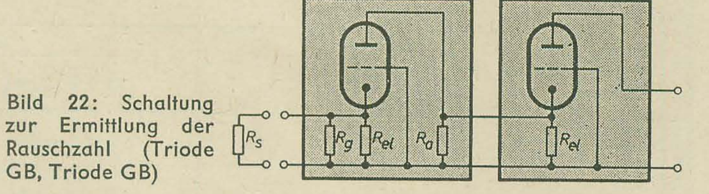



Bild 22: Schaltung zur Ermittlung der Rauschzahl (Triode GB, Triode GB)

**Triode GB — Triode GB**

Die Anordnung der Schaltung zeigt Bild 22.
Für die erste Triode entnimmt man der vorigen Rechnung $R_{s\,opt} = 0,48\,k\Omega$, $F_1 = 3,92$ und $\frac{R_{aus}}{W_1} = 1$. Damit wird

$$\frac{F_2 - 1}{W_1} = \frac{R_{aus}}{W_1} \cdot \frac{\beta}{R_{el}} + \frac{R_{aus}}{W_1} \cdot \frac{R_ä}{{R_{p2}}^2} \cdot \frac{S^2}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2} = \frac{5}{6} + \frac{0,5}{2} \cdot \frac{36}{37,3}$$

$$= 1,07$$

und $F_{12} = 3,92 + 1,07 = 5$.

Um die Spannungsverstärkung der ersten Stufe zu berechnen, muß der Eingangswiderstand der zweiten Stufe bekannt sein. Es ist

$$R_{e2} = \frac{R_i + R_{a2}}{1 + S \cdot R_i + \left(\frac{1}{R_{el}} + \frac{1}{R_g}\right)(R_i + R_{a2})}$$

$$= \frac{10 + 1,2}{61 + \left(\frac{1}{6} + \frac{1}{2}\right)(10 + 1,2)} = 0,164\,k\Omega$$

und damit

$$V_1 = \left(S + \frac{1}{R_i}\right) \frac{R_i \cdot R_{e2}}{R_i + R_{e2}} = 6,1 \cdot 0,161 = 0,98.$$

Die Verstärkung ist vom Eingangswiderstand der zweiten Stufe abhängig und dieser wieder vom Außenwiderstand der zweiten Stufe. Deshalb kann die Verstärkung auch durchaus $> 1$ werden.
Die Verstärkung der zweiten Stufe ist, falls ein 1,2 kΩ Lastwiderstand wieder vorausgesetzt wird,

$$V_2 = \left(S + \frac{1}{R_i}\right) \frac{R_i \cdot R_{a2}}{R_i + R_{a2}} = 6,1 \frac{10 \cdot 1,2}{10 + 1,2} = 6,5 \text{ fach}.$$

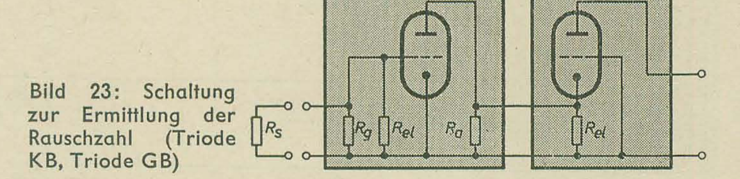



Bild 23: Schaltung zur Ermittlung der Rauschzahl (Triode KB, Triode GB)

**Triode KB — Triode GB (Kaskode)**

Die Anordnung der Schaltung zeigt Bild 23. Man erhält:

$$R_{s\,opt} = \sqrt{\frac{0,5 + 0,14}{0,5 + 0,83 + 0,45\,(0,5 + 0,14)}} = 0,63\,k\Omega.$$

Damit ergibt sich:

$$R_p = \frac{1,5 \cdot 0,63}{1,5 + 0,63} = 0,44\,k\Omega$$

und

$$F_1 = 1 + \frac{0,63}{2} + \frac{5 \cdot 0,63}{6} + \frac{0,63}{0,19}(0,5 + 0,14) = 4.$$

| | Katodenbasis | Gitterbasis | Anodenbasis |
|---|---|---|---|
| Spannungsverstärkung | $S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$ | $\left(S + \frac{1}{R_i}\right) \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$ | $\frac{R_i \cdot R_a \left(S + \frac{1}{R_{el}}\right)}{R_i \cdot R_a \left(S + \frac{1}{R_{el}}\right) + R_i + R_a}$ |
| Spannungsverstärkung $R_{el} \to \infty$ | $S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$ | $\left(S + \frac{1}{R_i}\right) \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$ | $S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a + S \cdot R_i \cdot R_a}$ |
| Eingangswiderstand | $\frac{R_g \; R_{el}}{R_g + R_{el}}$ | $\frac{R_i + R_a}{1 + S \cdot R_i + \left(\frac{1}{R_{el}} + \frac{1}{R_g}\right)(R_i + R_a)}$ | $R_g \cdot \frac{R_i \; R_a (1 + S \cdot R_{el}) + R_{el}(R_i + R_a)}{R_i \cdot R_a (1 + S \cdot R_{el}) + (R_{el} + R_g)(R_i + R_a)}$ |
| Eingangswiderstand $R_{el} \to \infty$ | $R_g$ | $\frac{R_i + R_a}{1 + S \; R_i + \frac{1}{R_g}(R_i + R_a)}$ | $R_g$ |
| Ausgangswiderstand | $\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$ | $\frac{R_a[R_i + R_p (1 + S \cdot R_i)]}{R_i + R_a + R_p (1 + S \cdot R_i)}$ | $\frac{R_i \cdot R_a}{\frac{R_i \cdot R_a (1 + S \cdot R_{el})(R_s + R_g)}{R_s \cdot R_g + R_s \cdot R_{el} + R_g \cdot R_{el}} + R_i + R_a}$ |
| Ausgangswiderstand $R_{el} \to \infty$ | $\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$ | $\frac{R_a \cdot R_i (R_s + R_g) + R_s \cdot R_g (1 + S \cdot R_i)}{(R_i + R_a)(R_s + R_g) + R_s \cdot R_g (1 + S \; R_i}$ | $\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a + S \cdot R_i \cdot R_a}$ |
| Ausgangswiderstand $R_a \to \infty$ | $R_i$ | $R_i + R_p (1 + S \cdot R_i)$ | $\frac{R_i (R_s \cdot R_g + R_s \cdot R_{el} + R_g \; R_{el})}{R_i (R_s + R_g)(1 + S \cdot R_{el}) + R_s \cdot R_g + R_s \; R_{el} + R_g \cdot R_{el}}$ |
| Ausgangswiderstand $R_a \to \infty$, $R_{el} \to \infty$ | $R_i$ | $R_i + \frac{R_s \cdot R_g}{R_s + R_g}(1 + S \cdot R_i)$ | $\frac{R_i}{1 + S \cdot R_i}$ |
| Verfügbare Leistungsverstärkung | $S^2 \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{R_p^2}{R_s}$ | $\frac{(1 + S \cdot R_i)^2 R_p^2 \cdot R_a}{R_s[R_p (1 + S \cdot R_i) + R_i + R_a][R_p (1 + S \cdot R_i) + R_i]} \sim \frac{R_a}{R_s}$ | $\frac{R_a \cdot R_i \cdot R_p^2 \left(S + \frac{1}{R_{el}}\right)^2}{R_s \left[\frac{R_i \; R_a (1 + S \cdot R_{el})(R_s + R_g)}{R_s \cdot R_g + R_s \cdot R_{el} + R_g \cdot R_{el}} + R_i + R_a\right]}$ |
| Verfügbare Leistungsverstärkung $R_{el} \to \infty$ | $S^2 \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{R_s \cdot R_g^2}{(R_s + R_g)^2}$ | $\frac{(1 + S \cdot R_i)^2 R_s^2 \cdot R_g^2 \cdot R_a}{R_s[R_s \cdot R_g (1 + S \cdot R_i) + (R_s + R_g)(R_i + R_a)] [R_s \cdot R_g (1 + S \cdot R_i) + R_i (R_s + R_g)]} \sim \frac{R_a}{R_s}$ | $\frac{S^2 \cdot R_i \cdot R_a \cdot R_s \cdot R_g^2}{(R_i + R_a + S \cdot R_i \cdot R_a)(R_s + R_g)^2}$ |
| Verfügbare Leistungsverstärkung $R_a \to \infty$ | $S^2 \cdot R_i \cdot \frac{R_p^2}{R_s}$ | $\frac{(1 + S \cdot R_i)^2 R_p^2}{R_s[R_p (1 + S \cdot R_i) + R_i]}$ | $\frac{R_i \cdot R_p^2 \left(S + \frac{1}{R_{el}}\right)^2}{R_s \left[\frac{R_i (1 + S \cdot R_{el})(R_s + R_g)}{R_s \cdot R_g + R_s \cdot R_{el} + R_g \; R_{el}} + 1\right]}$ |
| Verfügbare Leistungsverstärkung $R_a \to \infty$, $R_{el} \to \infty$ | $S^2 \cdot R_i \cdot \frac{R_s \cdot R_g^2}{(R_s + R_g)^2}$ | $\frac{(1 + S \cdot R_i)^2 R_s^2 \cdot R_g^2}{R_s (R_s + R_g)[R_s \cdot R_g (1 + S \cdot R_i) + R_i (R_s + R_g)]}$ | $\frac{S \cdot R_s \cdot R_g^2}{(R_s + R_g)^2}$ |
| Rauschzahl $R_{el} \to \infty$ | $1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{R_s (R_s + R_g)^2}{R_g^2}\left(R_ä + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}\right)$ | $1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{R_ä \cdot R_s (R_s + R_g)^2}{R_g^2} \cdot \frac{S^2}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2} + \frac{[R_i (R_s + R_g) + R_s \cdot R_g (1 + S \cdot R_i)]^2}{R_s^2 \cdot R_g^2 (1 + S \cdot R_i)^2} \; \frac{R_s}{R_a}$ | $1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{R_s (R_s + R_g)^2}{R_g^2}\left(R_ä + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}\right)$ |
| Rauschzahl $R_a \to \infty$ | $1 + \frac{R_s}{R_g} + \beta \frac{R_s}{R_{el}} + \frac{R_s \cdot R_ä}{R_p^2}$ | $1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{R_s}{R_{el}} + \frac{R_ä \cdot R_s}{R_p^2} \cdot \frac{S^2}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2}$ | $1 + \frac{R_s}{R_g} + \beta \frac{R_s}{R_{el}} \cdot \frac{\left[S - \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g}\right)\right]^2}{\left(S + \frac{1}{R_{el}}\right)^2} + \frac{R_s \cdot R_ä}{R_p^2} \; \frac{S^2}{\left(S + \frac{1}{R_{el}}\right)^2}$ |
| Rauschzahl $R_a \to \infty$, $R_{el} \to \infty$ | $1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{R_ä \cdot R_s (R_s + R_g)^2}{R_g^2}$ | $1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{R_ä \cdot R_s (R_s + R_g)^2}{R_g^2} \cdot \frac{S^2}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2}$ | $1 + \frac{R_s}{R_g} + \frac{R_ä \cdot R_s (R_s + R_g)^2}{R_g^2}$ |
| Optimaler Signalquellenwiderstand $R_{el} \to \infty$ | $\sqrt{\frac{R_ä + \frac{1}{S^2 \; R_a}}{\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_g^2}\left(R_ä + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}\right)}}$ | $\sqrt{\frac{S^2 \cdot R_ä}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2 \left[\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_a} + \frac{S^2 \cdot R_ä}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2 R_g^2}\right]}}$ | $\sqrt{\frac{R_ä + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}}{\frac{1}{R_g} + \left(R_ä + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}\right)\frac{1}{R_g^2}}}$ |
| Optimaler Signalquellenwiderstand $R_a \to \infty$ | $\sqrt{\frac{R_ä}{\frac{1}{R_g} + \frac{\beta}{R_{el}} + \left(\frac{1}{R_{el}} + \frac{1}{R_g}\right)^2 \cdot R_ä}}$ | $\sqrt{\frac{S^2 \cdot R_ä}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2 \left[\frac{1}{R_g} + \frac{\beta}{R_{el}} + \frac{S^2 \cdot R_ä}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2}\left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_{el}}\right)^2\right]}}$ | $\sqrt{\frac{R_ä}{\frac{\left(S + \frac{1}{R_{el}}\right)^2}{S^2 \cdot R_g} + \frac{\beta}{R_{el}} + R_ä \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_{el}}\right)^2}}$ |
| Optimaler Signalquellenwiderstand $R_a \to \infty$, $R_{el} \to \infty$ | $\sqrt{\frac{R_ä \cdot R_g^2}{R_g + R_ä}}$ | $\sqrt{\frac{S^2 \cdot R_ä}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2 \left[\frac{1}{R_g} + \frac{S^2 \cdot R_ä}{\left(S + \frac{1}{R_i}\right)^2 R_g^2}\right]}}$ | $\sqrt{\frac{R_ä \cdot R_g^2}{R_g + R_ä}}$ |

Um $\frac{F_2 - 1}{W_1}$ zu berechnen, benötigt man wieder $\frac{R_{aus}}{W_1}$.

$$\frac{R_{aus}}{W_1} = \frac{R_s}{S^2 \cdot R_p^2} = \frac{0{,}63}{36 \cdot 0{,}19} = 0{,}092.$$

Es ist damit

$$\frac{F_2 - 1}{W_1} = 0{,}092 \cdot \frac{5}{6} + 0{,}092 \cdot \frac{0{,}5}{1{,}7} \approx 0{,}1.$$

(Man beachte den geringen Beitrag der 2. Stufe!)
Die Rauschzahl für beide Stufen wird dann $F_{12} = 4 + 0{,}1 = 4{,}1$.
Den Eingangswiderstand der zweiten Stufe entnimmt man der vorigen Rechnung mit 0,164 kΩ und erhält

$$V_1 = S \cdot \frac{R_i \cdot R_{e2}}{R_i + R_{e2}} = 6 \cdot \frac{10 \cdot 0{,}164}{10 + 0{,}164} = 0{,}97\,\text{fach}.$$

$V_2$ ist wieder 6,4 fach und das Eingangsübersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{630}{60}} = 3{,}2.$$

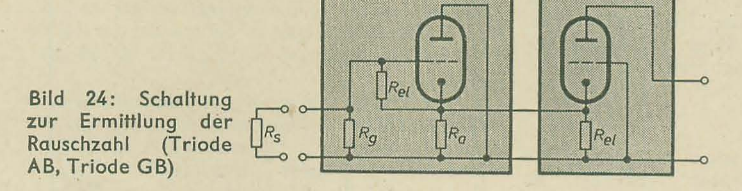



Bild 24: Schaltung zur Ermittlung der Rauschzahl (Triode AB, Triode GB)

**Triode AB — Triode GB**

Die Schaltungsanordnung zeigt Bild 24. Hierfür erhält man:

$$R_{s\,opt} = \sqrt{\frac{0{,}5 + 0{,}14}{\frac{1{,}05}{2} + \frac{5}{6} + (0{,}5 + 0{,}14)\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{6}\right)^2}} = 0{,}62\,\text{k}\Omega,$$

$$R_p = \frac{1{,}5 \cdot 0{,}62}{1{,}5 + 0{,}62} = 0{,}44\,\text{k}\Omega$$

und

$$F_1 = 1 + 0{,}32 + 0{,}52\,\frac{(6 - 1{,}6 - 0{,}5)^2}{38} + \frac{0{,}62}{0{,}19} \cdot 0{,}95 \cdot 0{,}64$$
$$= 3{,}52.$$

Setzt man die entsprechenden Gleichungen ein, so findet man:

$$\frac{R_{aus}}{W_1} = \frac{R_s}{R_p^2\left(S + \frac{1}{R_{el}}\right)^2} = \frac{0{,}62}{0{,}19 \cdot 38} = 0{,}086.$$

Um $R_{p2}$ zu bestimmen, muß der Ausgangswiderstand der AB-Stufe bekannt sein.

$$R_{aus} = \frac{R_i(R_s \cdot R_g + R_s \cdot R_{el} + R_g \cdot R_{el})}{R_i(R_s + R_g)(1 + S \cdot R_{el}) + R_s \cdot R_g + R_s \cdot R_{el} + R_g \cdot R_{el}}$$

$$R_{aus} = \frac{10(0{,}62 \cdot 2 + 0{,}62 \cdot 6 + 2 \cdot 6)}{10\,(0{,}62 + 2)(1 + 36) + 0{,}62 \cdot 2 + 0{,}62 \cdot 6 + 2 \cdot 6}$$
$$= 0{,}17\,\text{k}\Omega$$

$$R_p = \frac{0{,}17 \cdot 1{,}5}{0{,}17 + 1{,}5} = 0{,}15\,\text{k}\Omega.$$

Weiterhin ist:

$$\frac{F_2 - 1}{W_1} = 0{,}086\,\frac{5}{6} + 0{,}086\,\frac{0{,}5}{0{,}023} \cdot \frac{3{,}6}{37{,}3} = 1{,}87$$

und

$$F_{12} = 3{,}52 + 1{,}87 = 5{,}39.$$

Es ergibt sich eine Spannungsverstärkung der ersten Stufe von

$$V_1 = \frac{R_i \cdot R_{e2}\left(S + \frac{1}{R_{el}}\right)}{R_i \cdot R_{el}\left(S + \frac{1}{R_{el}}\right) + R_i + R_{e2}}$$

$$= \frac{10 \cdot 0{,}164 \cdot 6{,}17}{10 \cdot 0{,}164 \cdot 6{,}17 + 10 + 0{,}164} = 0{,}5\,\text{fach}.$$

$V_2$ ist wieder 6,4 und bei der GB-Stufe errechnet worden.

**Zusammenstellung der Ergebnisse**

Nunmehr werden die Ergebnisse der Rauschzahlen und Spannungsverstärkungen gegenübergestellt.

| 1. Stufe | 2. Stufe | $F_{12}$ | ü | $V_1$ | $V_2$ | $V_{ges}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Triode KB | Triode GB | 4,1 | 3,2 | 0,97 | 6,4 | 20 |
| Triode GB | Triode GB | 5,0 | 2,8 | 0,98 | 6,4 | 17,6 |
| Triode AB | Triode GB | 5,39 | 3,2 | 0,50 | 6,4 | 10,3 |
| Triode GB | Pentode KB | 6,5 | 2,8 | 6,5 | 8,5 | 155 |
| Pentode KB | Pentode KB | 6,7 | 3,2 | 8,5 | 8,5 | 231 |

Die Gegenüberstellung zeigt folgendes:

Die beste Rauschzahl liefert die Kaskodeschaltung Triode KB — Triode GB, da die Rauschzahl der zweiten Stufe $F_{12}$ kaum beeinflußt.
Aus der Spannungsverstärkung der ersten Stufe darf man keinesfalls Rückschlüsse auf den Einfluß der zweiten Stufe zum Gesamtrauschen ziehen.
Die Verwendung einer GB-Stufe als erste Stufe ist nur dann günstig, wenn die zweite Stufe auch rauscharm (z. B. Triode) ist. Vor eine stark rauschende Stufe (Pentode oder Mischstufe), eine GB-Stufe zur Verbesserung der Rauschzahl zu setzen, ist wenig sinnvoll, da die zweite Stufe dann einen zu großen Beitrag zum Gesamtrauschen liefert. Einen sehr guten Kompromiß bildet hier die Zwischenbasisschaltung, die eine gute Stabilität, unkritische Neutralisation und eine einigermaßen gute Leistungsverstärkung besitzt.
Der Einfluß der zweiten Stufe läßt sich natürlich auch dadurch herabsetzen, indem man zwischen die erste und zweite Stufe ein Transformationsglied setzt. Damit ändert sich nicht die verfügbare Leistungsverstärkung, wohl aber der Ausgangswiderstand der ersten Stufe. Diese stellt bei der Bestimmung der Rauschzahl der zweiten Stufe den Quellwiderstand (also das $R_s$) dar. Mit der Anordnung Triode AB — Triode GB lassen sich besonders bei höheren Frequenzen (der Einfluß von $R_{el}$ wird größer), bessere Rauschzahlen erzielen als mit der Kaskodeschaltung. Diese Schaltungsanordnung aber besitzt eine sehr schlechte Stabilität, und die Kaskodeschaltung erweist sich letzten Endes doch als überlegen.

**Zusammenfassung**

Mit den bisher abgeleiteten Gleichungen hat man die Möglichkeit, die Rauschzahl der KB-, GB- und AB-Stufe und deren Hintereinanderschaltungen in beliebiger Folge und Zahl zu berechnen. Um sämtliche benötigten Gleichungen zur Hand zu haben, werden sie in einer Tabelle zusammengestellt.
Da für Frequenzen unter 50 MHz der elektronische Eingangswiderstand der Röhre meist vernachlässigbar ist, werden jeweils die einfacheren Gleichungen für $R_{el} \to \infty$ angegeben. Weiterhin wurde unterschieden, ob der Außenwiderstand $R_a$ mit zur selben Stufe gezählt werden soll oder nicht. Zur Bestimmung von $R_{s\,opt}$ sollte man das in jedem Falle tun. Berücksichtigt man die folgende Stufe, so ist es bei der Berechnung von F gleichgültig, ob $R_a$ mit zur folgenden Stufe zählt oder nicht. Es muß nur stets das entsprechende W eingesetzt werden. Bei der zweiten Stufe kann man $R_a$ in den meisten Fällen vernachlässigen.
Außerdem ist bei der Berechnung der Spannungsverstärkung zu beachten, daß $R_a$ den gesamten Lastwiderstand bedeutet, in den der Eingangswiderstand der folgenden Stufe stets mit einzubeziehen ist.

**Literatur**


[1] G. E. Valley u. H. Wallman; Vakuum Tube Amplifiers, Mc. Graw Hill Book Comp. N. Y. 1948

[2] S. N. van Voorhis: Microwave Receivers, Mc. Graw Hill Book Comp. N. Y. 1948

*Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernmeldewesen Berlin*

*Ing. HORST WAGENMANN*

# Beschreibung eines Ionisationsvakuummeters

*In der Vakuumtechnik finden eine Anzahl von Vakuummeßgerätetypen Anwendung. Von allen Gerätearten ist das Ionisationsvakuummeter eines der wenigen, das die kleinsten Gasdrücke noch verhältnismäßig genau messen kann. Es gibt Ionisationsvakuummeter, mit denen Vakua bis zu $10^{-10}$ Torr meßbar sind. Mit dem nachfolgend beschriebenen Ionisationsvakuummeter können Gasdrücke von $10^{-1} \cdots 5 \cdot 10^{-8}$ Torr einwandfrei erfaßt werden; schlechtere Vakua bis zu $10^{-3}$ Torr lassen sich durch kurzzeitige Inbetriebnahme der Meßröhre nachweisen.*

Das Ionisationsvakuummeter besteht im wesentlichen aus einer Meßröhre, einem empfindlichen, stabilisierten Röhrenvoltmeter, einer Heizleistungsregelautomatik, die während der Messung den eingestellten Emissionsstrom konstant hält und einer Schutzautomatik, die den Heizfaden der Meßröhre bei einem eventuell auftretenden Lufteinbruch am Pumpstand während des Meßvorganges vor dem Verbrennen schützt. Die Meßröhre ist in der Nähe des zu messenden Objektes anzuschmelzen. Bedingt durch die Brownsche Molekularbewegung der Gasmoleküle ist die Pumpgeschwindigkeit in Grenzen zu halten, da sonst durch Gasdruckunterschiede das gemessene Vakuum nicht mit dem des zu messenden Objektes übereinstimmt. Während des Pumpvorganges soll die Meßröhre restlos entgast werden. Dies geschieht

1. durch von außen zugeführte Wärme und
2. indem mit Hilfe des Ionisationsvakuummeters die Gitterwendel und die Heizfäden abwechselnd geglüht werden.

## Physikalisches Prinzip

Der Katode der Meßröhre wird beim Meßvorgang ein konstanter Emissionsstrom entnommen. Die emittierten Elektronen treffen auf ihrem Wege zum Elektronenauffänger auf vorhandene Gasmoleküle und ionisieren diese, d. h. es entstehen positive Ionen. Diese streben nach dem negativ vorgespannten (etwa —120 V) Ionenkollektor, geben dort ihre Ladung ab und erzeugen somit einen Elektronenstrom im Meßkreis des Röhrenvoltmeters. Dieser ist der Anzahl der Gasmoleküle, d. h. dem Gasdruck proportional. Durch die starke negative Ladung des Ionenkollektors können keine Elektronen aus dem Emissionsstrom auf diesen gelangen und damit das Meßergebnis verfälschen. Je größer der Emissionsstrom ist, desto größer wird die Anzahl der entstehenden Ionen. Da die Größe des Emissionsstromes in die Messung eingeht, ist dieser konstant zu halten. Dies wird erreicht, indem die Heizleistung durch eine Regelautomatik dem Emissionsstrom angepaßt wird.

## Meßröhre

Als Meßröhre wird eine von Alpert entwickelte Ionisationsvakuummeterröhre verwendet. Es handelt sich hierbei um eine Triode, bei der ein Draht als Ionenkollektor in der Mitte der Meßröhre und um diesen konzentrisch eine Gitterwendel als Elektronenauffänger angebracht ist. Zwei mit Mittelabgriff versehene Heizwendeln befinden sich außerhalb der Gitterwendel. Durch den konstruktiven Aufbau der Meßröhre bedingt, wird die sonst bei normalen Trioden auftretende weiche Röntgenstrahlung stark herabgesetzt, so daß Vakuummessungen bis zu $10^{-10}$ Torr möglich sind.

## Röhrenvoltmeter

Als Röhrenvoltmeter kann jeder Gleichstromverstärker verwendet werden, der folgende Bedingungen erfüllt:

1. Die Eingangsempfindlichkeit soll möglichst hoch sein, d. h. bei kleineren Gleichspannungen ($<0{,}5$ V) soll am anzeigenden Meßinstrument schon Vollausschlag erzielt werden.
2. Der Eingangswiderstand sollte, da es sich um eine Strommessung handelt, möglichst im dekadischen Verhältnis veränderlich sein, ohne den Kurvenverlauf des Gleichstromverstärkers und die Nullpunktkonstanz zu beeinflussen; er sollte aus Isolationsgründen nicht größer als 50 MΩ werden.
3. Der Verstärkungsgrad des Gleichstromverstärkers sollte möglichst einstellbar sein, sei es wie im vorliegenden Beispiel direkt durch das Potentiometer $P_5$ oder indirekt durch ein Potentiometer als Shunt zum anzeigenden Meßinstrument ($Ms_2$).
4. Das Röhrenvoltmeter soll von Netzschwankungen unabhängig sein. Zur Stabilisierung des Röhrenvoltmeters empfiehlt es sich, einen magnetischen Konstanthalter einzubauen oder mindest einen Eisenwasserstoffwiderstand $EW_1$ vorzuschalten.

Das hier vorliegende Röhrenvoltmeter wird vom Netztransformator $Tr_2$ gespeist (siehe Schaltbild). Es bezieht seine Gleichspannung aus der

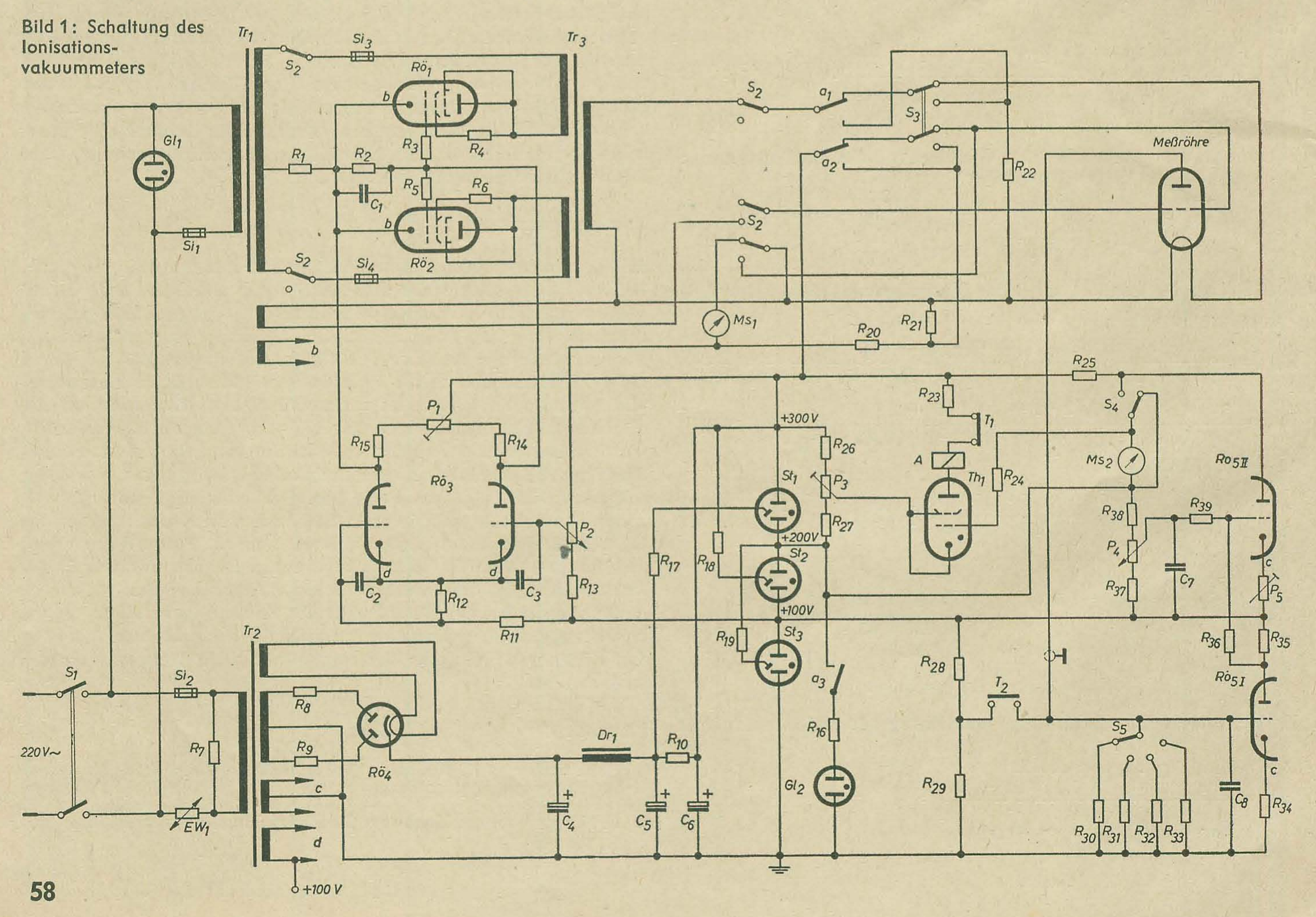



Bild 1: Schaltung des Ionisationsvakuummeters

Gleichrichterröhre $Rö_4$ und der darauffolgenden Siebkette. Die Stabilisatoren $St_1 \cdots St_3$ sorgen für eine konstante Gleichspannung. Das Röhrenvoltmeter ist als zweistufiger Gleichstromverstärker aufgebaut. Die Eingangsstufe der $Rö_{5(I)}$ (ECC 84) als Spannungsvorverstärker erhält die Meßspannung über den Bereichsschalter $S_5$. Die Anodenspannung dieser Stufe beträgt etwa 45 V, damit wird der Gitterstrom klein gehalten (es kann sein, daß eine größere Nullpunktabweichung im empfindlichsten Meßbereich auftritt, in diesem Fall ist der Gitterstrom der $Rö_5$ zu groß, d. h. sie ist auszuwechseln). Dafür besteht bei Bereichsänderung kaum eine Nullpunktabweichung. Die am Arbeitswiderstand $R_{35}$ abfallende Spannung von etwa 55 V wird dem Steuergitter der zweiten aufgestockten Leistungsverstärkerstufe als negative Spannung über den Widerstand $R_{36}$ zugeführt. Um im gradlinigen Teil der Kennlinie von $Rö_{5(II)}$ zu arbeiten, wird eine positive Spannung aus dem Spannungsteiler $R_{37}$, $P_4$, $R_{38}$ über $R_{39}$ dem Steuergitter dieser Stufe gleichzeitig so zugeführt, daß sich an diesem eine Differenzspannung von etwa $-2$ V einstellt. Das Meßwerk $Ms_2$ (10 V/0,3 mA) mißt den Potentialunterschied gegenüber der stabilisierten Spannung von $+200$ V, bei der Nullpunkteinstellung ist dieser gleich Null. Der Schalter $S_4$ soll eine eventuelle Überlastung des Meßwerkes verhindern. Die Größe des veränderbaren Katodenwiderstandes $P_5$ ist maßgebend für die Gesamtverstärkung des zweistufigen Gleichstromverstärkers. Mit Hilfe der Arbeitstaste $T_2$ kann eine stabilisierte Gleichspannung über den Spannungsteiler $R_{28}$, $R_{29}$ zwecks Kontrolle des Verstärkungsgrades an den Eingang des Gleichstromverstärkers gelegt werden. Dadurch läßt sich ein Röhrenaltern rechtzeitig erkennen und kann dann ohne Schwierigkeiten ausgeglichen werden.

## Heizleistungsregelautomatik

Bei der Heizleistungsregelautomatik wird der Emissionsstrom für die Meßröhre direkt am Potentiometer $P_2$ von Hand aus eingestellt und am Meßinstrument $Ms_1$ abgelesen. Die Höhe des Emissionsstromes ist festgesetzt und von der Meßröhrenart abhängig. Nur mit diesem Wert soll gemessen werden, da er in die Eichung des Ionisationsvakuummeters eingeht. Der durch die Meßröhre fließende Emissionsstrom verursacht am Potentiometer $P_2$ sowie am Widerstand $R_{13}$ einen positiven Spannungsabfall. Je hochohmiger $R_{13}$ ist, um so größer wird bei einer Emissionsstromänderung $\Delta I_E$ die Spannungsänderung $\Delta U_E$ sein. Die Vorverstärkerröhre $Rö_3$ (ECC 84) ist in Brückenschaltung geschaltet, ihre Heizung ist aus Isolationsgründen an $+100$ V angeschlossen. Das Potential der Brückenschaltung wird mit Hilfe des Potentiometers $P_1$ derart eingestellt, daß sich an den Arbeitswiderständen $R_{14}$ und $R_{15}$ eine Differenzspannung bildet, die den folgenden Regelröhren $Rö_1$ und $Rö_2$ als Steuergitterspannung dient. Die absolute Höhe der positiven Spannung gegen Masse ist für diese dabei ohne Bedeutung $\Delta U_E$ gelangt als verstärkte, überlagerte Spannung an die Gitter und Katoden der Regelröhren. Diese liegen als regelbare Vorwiderstände im Wechselstromkreis des Netztransformators $Tr_1$ und beeinflussen Spannung und Strom am Heiztransformator $Tr_3$. Der Schalter $S_2$ schaltet in der Meßstellung (eingetragene Stellung) die Regelautomatik und die Heizung für die Katode der Meßröhre ein und unterbricht die Heizung des Gitterwendels. Mit Hilfe des Schalters $S_3$ kann die Heizung der Katode der Meßröhre abgeschaltet werden. Dabei wird gleichzeitig ein Ersatzwiderstand $R_{22}$ anstelle des Heizfadens und ein Ersatzwiderstand $R_{20}$ anstelle des Innenwiderstandes der Meßröhre eingeschaltet. Der Widerstand $R_{21}$ (10 MΩ) soll während des Gitterglühens schädliche Aufladungen in der Meßröhre, die sich als Nullpunktabweichung bemerkbar machen würde, verhindern.

## Schutzautomatik für Meßröhre

Die Schutzautomatik besteht aus dem Thyratron $Th_1$, der Ruhestromtaste $T_1$ als Löschtaste, dem A-Relais mit Strombegrenzungswiderstand $R_{23}$, dem Spannungsteiler $R_{26}$, $P_3$, $R_{27}$, dem Gitterschutzwiderstand $R_{24}$ und der Anzeigeglimmlampe $Gl_2$ mit dem Vorwiderstand $R_{16}$. Sie arbeitet wie folgt:
Tritt am Pumpstand ein Lufteinbruch auf, so entsteht ein erhöhter, positiver Ionenstrom, der am Arbeitswiderstand $R_{25}$ einen bedeutend geringeren Spannungsabfall zur Folge hat. Dieser wirkt sich als positivere Steuergitterspannung am Thyratron aus und bringt dieses zur Zündung, damit fließt ein Strom durch das A-Relais (nach Möglichkeit soll dieser nicht mehr als 10 mA betragen). Das A-Relais unterbricht mit seinen Kontakten den Heizkreis der Meßröhre und schließt anstelle des Heizfadens den Ersatzwiderstand $R_{22}$ an. Gleichzeitig wird die Anzeigeglimmlampe eingeschaltet. Durch Drücken der Löschtaste $T_1$ wird das Relais stromlos und der ursprüngliche Meßzustand wieder hergestellt. Durch das Potentiometer $P_3$ kann der Zündeinsatzpunkt des Thyratrons in Abhängigkeit von der Meßspannung am Meßinstrument $Ms_2$ eingestellt werden. Dieser Punkt ist im Normalfall so einzuregeln, daß er oberhalb des Vollausschlages des Meßinstrumentes zu liegen kommt. Als automatisch arbeitendes Ionisationsvakuummeter kann die Thyratronschaltung auch als Bewerterschaltung verwendet werden, d. h. der Einsatzpunkt des Thyratrons ist auf den elektrischen Wert abzustimmen, der dem kritischen Vakuum entspricht.

## Eichung des Ionisationsvakuummeters

Die Eichung der Vakua können auf elektrischer Basis durchgeführt werden, hierzu wird die Gleichung

$$P_{(Torr)} = \frac{I_{I\,(mA)}}{I_{E\,(mA)}} \cdot C_{(Torr)}$$

angewendet. Darin bedeuten $I_I$ den Ionenstrom, $I_E$ den Emissionsstrom und C die Konstante. Die Konstante C ist abhängig vom inneren Aufbau der Meßröhre, von der Höhe der Elektrodenspannung und der zu messenden Gasart. C kann jederzeit am Pumpstand mit Hilfe eines Vergleichsvakuummeters, z. B. mit einem MacLeod im Bereich von $10^{-5}$ Torr überprüft werden, dabei ist nach C aufzulösen, also:

$$C_{(Torr)} = \frac{I_{E\,(mA)}}{I_{I\,(mA)}} \cdot P_{(Torr)}.$$

Da am Bereichschalter $S_5$ die Gitterableitwiderstände $R_{30} \cdots R_{33}$ sich im Verhältnis 1 : 10 verhalten und genau abgestimmt sind (z. B. 10 kΩ, 100 kΩ, 1 MΩ, 10 MΩ oder 16 kΩ, 160 kΩ, 1,6 MΩ, 16 MΩ) müssen sich die Eichkurven auch im dekadischen Maßstab wiederholen. Bedingt durch den linearen Kurvenverlauf des vorliegenden zweistufigen Gleichstromverstärkers, ist es ohne weiteres möglich, die lineare Skala eines Drehspulmeßwerkes ($Ms_2$) zur direkten Anzeige des Vakuums in Torr zu benutzen. Da immer mit dem gleichen Emissionsstrom gemessen wird und die Gesamtverstärkung des Röhrenvoltmeters einstellbar ist, kann durch Anlegen einer Gleichspannung $< 0{,}5$ V an den Eingang des Röhrenvoltmeters mit Hilfe der Gleichung

$$U_{(V)} = \frac{P_{(Torr)}}{C_{(Torr)}} \cdot R_{(k\Omega)} \cdot I_{E\,(mA)}$$

das Ionisationsvakuummeter abgestimmt werden (R = entsprechender Gitterableitwiderstand). Nach der Eichung des Meßgerätes ist der beim Drücken der Kontrolltaste $T_2$ angezeigte Wert maßgebend (für später vorkommende Nacheichungen).
Bei schlechtem Vakuum empfiehlt sich zur Schonung der Heizwendel die Katode der Meßröhre mit einem kleineren Emissionsstrom zu belasten. In diesem Fall ist auf den Umrechnungsfaktor ($< 1$) zu achten).

## Stückliste der verwendeten Einzelteile

| | | |
|---|---|---|
| $R_1$ | Schichtwiderstd. | 200 Ω; 2 W |
| $R_2$ | Schichtwiderstd. | 500 kΩ; 0,25 W |
| $R_3$ | Schichtwiderstd. | 10 kΩ; 0,1 W |
| $R_4$ | Schichtwiderstd. | 200 Ω; 0,25 W |
| $R_5$ | Schichtwiderstd. | 10 kΩ; 0,1 W |
| $R_6$ | Schichtwiderstd. | 200 Ω; 0,25 W |
| $R_7$ | Drahtwiderstd. | 3 kΩ; 10 W |
| $R_8$ | Schichtwiderstd. | 200 Ω; 1 W |
| $R_9$ | Schichtwiderstd. | 200 Ω; 1 W |
| $R_{10}$ | Drahtwiderstd. | 1 kΩ; 4 W |
| $R_{11}$ | Schichtwiderstd. | 2,5 kΩ; 0,25 W |
| $R_{12}$ | Schichtwiderstd. | 500 Ω; 0,1 W |
| $R_{13}$ | Schichtwiderstd. | 3 kΩ; 0,25 W |
| $R_{14}$ | Schichtwiderstd. | 50 kΩ; 1 W |
| $R_{15}$ | Schichtwiderstd. | 50 kΩ; 1 W |
| $R_{16}$ | Schichtwiderstd. | 70 kΩ; 0,1 W |
| $R_{17}$ | Schichtwiderstd. | 200 kΩ; 0,25 W |
| $R_{18}$ | Schichtwiderstd. | 200 kΩ; 0,25 W |
| $R_{19}$ | Schichtwiderstd. | 200 kΩ; 0,25 W |
| $R_{20}$ | Schichtwiderstd. | 50 kΩ; 2 W |
| $R_{21}$ | Schichtwiderstd. | 10 MΩ; 0,25 W |
| $R_{22}$ | Drahtwiderstd. | 12,5 Ω; 20 W |
| $R_{23}$ | Schichtwiderstd. | 300 Ω; 0,25 W |
| $R_{24}$ | Schichtwiderstd. | 100 kΩ; 0,25 W |
| $R_{25}$ | Schichtwiderstd. | 10 kΩ; 2 W |
| $R_{26}$ | Schichtwiderstd. | 12,5 kΩ; 2 W |
| $R_{27}$ | Schichtwiderstd. | 2 kΩ; 1 W |
| $R_{28}$ | Schichtwiderstd. | 500 kΩ: 0,1 W |
| $R_{29}$ | Schichtwiderstd. | 1 kΩ; 0,1 W |
| $R_{30}$ | Schichtwiderstd. | 10 kΩ; 0,1 W |
| $R_{31}$ | Schichtwiderstd. | 100 kΩ; 0,1 W |
| $R_{32}$ | Schichtwiderstd. | 1 MΩ; 0,1 W |
| $R_{33}$ | Schichtwiderstd. | 10 MΩ; 0,25 W |
| $R_{34}$ | Schichtwiderstd. | 3 kΩ; 0,25 W |
| $R_{35}$ | Schichtwiderstd. | 50 kΩ; 2 W |
| $R_{36}$ | Schichtwiderstd. | 100 kΩ; 0,1 W |
| $R_{37}$ | Schichtwiderstd. | 16 kΩ; 1 W |
| $R_{38}$ | Schichtwiderstd. | 30 kΩ; 2 W |
| $R_{39}$ | Schichtwiderstd. | 100 kΩ; 0,1 W |
| $P_1$ | Schichtdrehwiderstd. | 50 kΩ; 0,4 W/1 b |
| $P_2$ | Schichtdrehwiderstd. | 2 kΩ; 0,4 W/1 b |
| $P_3$ | Schichtdrehwiderstd. | 1 kΩ; 0,2 W/1 b |
| $P_4$ | Schichtdrehwiderstd. | 5 kΩ; 0,4 W/1 b |
| $P_5$ | Schichtdrehwiderstd. | 1 kΩ; 0,4 W/1 b |
| $C_1$ | Epsilankondensator | 5 nF, 250 V |
| $C_2$ | Epsilankondensator | 5 nF, 250 V |
| $C_3$ | Epsilankondensator | 5 nF, 250 V |
| $C_4$ | Elko | 25 µF, 500 V |
| $C_5$ | Elko | 16 µF, 350 V |
| $C_6$ | Elko | 16 µF, 350 V |
| $C_7$ | Duroplast-Kondensat. | 50 nF, 250 V |
| $C_8$ | Duroplast-Kondensat. | 50 nF, 250 V |
| $S_1$ | Kippschalter 2-polig | |
| $S_2$ | Drehschalter 8 ··· 3 (mittlere Schalterstellung ist als Leerlaufstellung nicht im Schaltbild eingetragen) | |
| $S_3$ | Kippschalter 2-polig | |
| $S_4$ | Kippschalter 1-polig | |
| $S_5$ | Elgesitschalter 1 × 4 | |
| $T_1$ | Drucktaste, Ruhekontakt | |
| $T_2$ | Drucktaste Arbeitskontakt | |
| A-Relais | R—H 100, 4,7 kΩ | |
| $Th_1$ | Thyratron, S 1,3/0,5 iV (PL 21) | |
| $Gl_1$ | Glimmlampe | |
| $Gl_2$ | Glimmlampe | |
| $St_1$ | Stabilisator StR 100/40 z | |
| $St_2$ | Stabilisator StR 100/40 z | |
| $St_3$ | Stabilisator StR 100/40 z | |
| $EW_1$ | Eisenwasserstoffwiderstand, 1 × 50—150/0,5 A oder 2 × 10—30/0,28 A | |
| $Rö_1$ | EL 36 | |
| $Rö_2$ | EL 36 | |
| $Rö_3$ | ECC 84 | |
| $Rö_4$ | EZ 80 | |
| $Rö_5$ | ECC 84 | |
| $Ms_1$ | Drehspulmeßinstrument 0 ··· 8 mA | |
| $Ms_2$ | Drehspulmeßinstrument 300 µA, 10 V; 100 Skalenteilstriche | |
| $Dr_1$ | Siebdrossel, 50 mA/9 H | |
| $Tr_1$ | Netztransformator Pr.: 220 V Sek.: 2 × 400 V/60 mA; 6,3 V/2,5 A; 8 V/2,5 A | |
| $Tr_2$ | Netztransformator Pr.: 110 V/175 V/220 V; Sek.: 2 × 350 V/60 mA; 6,3 V/0,6 A; 6,3 V/0,6 A; 6,3 V/0,4 A; 2 × 3,15 V/0,4 A | |
| $Tr_3$ | Heiztransformator 1 Pr.: 220 V, 2 Pr.: 220 V; Sek.: 13 V/1,4 A Prüfsp. zw. 1 Pr. u. 2 Pr. = 2 kV | |
| $Si_1$ | Feinsicherung 0,4 A | |
| $Si_2$ | Feinsicherung 0,6 A oder 0,3 A | |
| $Si_3$ | Feinsicherung 0,1 A | |
| $Si_4$ | Feinsicherung 0,1 A | |




J. HÖRIG und K. W. SURECK

*Mitteilung aus dem VEB Vakutronik Dresden*

# Der Einkanalanalysator VA-W-01

*Der im folgenden beschriebene Einkanalanalysator — Bestandteil eines vom VEB Vakutronik für medizinische Zwecke entwickelten Jodmeßplatzes sowie eines Scintiscanners — wurde an verschiedenen Stellen der DDR erprobt. Es ist beabsichtigt, ihn zu automatisieren, so daß ein kompletter Meßplatz zur Spektrometrie zur Verfügung steht.*

### Verwendungszweck

Der Einkanalanalysator VA-W-01 ist ein vom VEB Vakutronik industriell produziertes Gerät, mit dem man eine Impulshöhenverteilung statistischer Impulsfolgen feststellen kann. Die Kerntechnik interessiert sich für diese Verteilung, da bestimmte Strahlendetektoren Impulse abgeben, deren Höhe zur Energie des einfallenden Teilchens oder Quants in linearer Beziehung steht. Das Impulshöhenspektrum ist als Energiespektrum der Strahlung für radioaktive Isotope charakteristisch. Da der Analysator nur in der Lage ist, elektrische Impulse ihrer Höhe nach zu sortieren, gehört zu einem Meßplatz für Kernspektrometrie eine Reihe weiterer elektronischer Geräte, die teils nötig sind, um aus der Strahlung meßbare elektrische Impulse zu gewinnen, teils aber auch zur Registrierung des Ergebnisses gebraucht werden. Bild 1 zeigt die Blockschaltung eines solchen Spektrometers. Als Detektoren gewinnen neben den Proportionalzählern die Szintillationszähler vor allem für die Spektrometrie von Gammastrahlen an Bedeutung. Da die z. B. von einem Szintillationszähler abgegebenen elektrischen Impulse in der Größe von mV und V liegen, müssen sie in einem Linearverstärker um den Faktor $10^2 \cdots 10^4$ verstärkt werden, bevor sie analysiert werden können. Zur Registrierung der Impulse wird an den Analysator entweder ein Zählgerät oder ein Impulsdichtemesser mit Schreiber angeschlossen. Im ersten Fall stellt man stufenweise den Analysator auf z. B. 5 V, 10 V, 15 V bis 100 V und beobachtet am Zählgerät, wieviel Impulse während einer für alle Einstellungen gleichen Zeitspanne registriert werden. Im zweiten Fall wird ein sehr genaues Meßpotentiometer, dessen Spannungsabgriff die Impulshöhe bestimmt, kontinuierlich von einem Vorschubmotor durchgedreht und die hinter dem Analysator gemessene Impulsdichte aufgeschrieben. Man erhält dann unter Berücksichtigung der Maßstäbe für Impulsdichte und Potentiometervorschub die Häufigkeit der Impulshöhen über einer Energieskala. Für den Betrieb des Szintillationskopfes ist außerdem eine Hochspannungsquelle von max. 2 kV Gleichspannung erforderlich, deren zeitliche Konstanz sehr wichtig ist und in der Größenordnung von 1‰ liegen sollte.

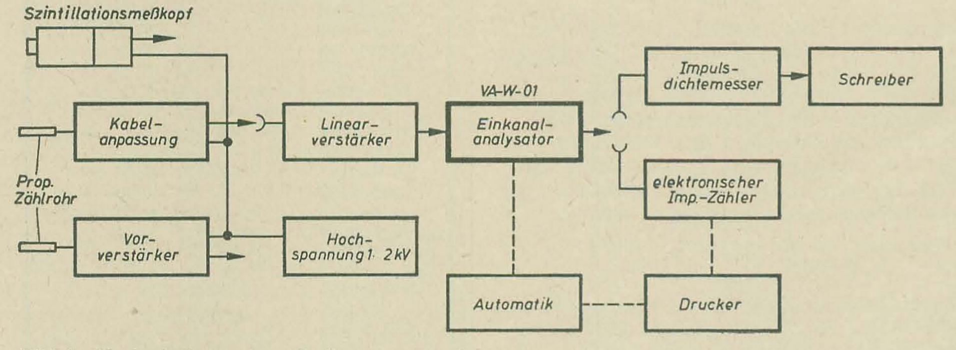



Bild 1: Blockschaltung eines Spektrometermeßplatzes

### Arbeitsweise

Die Wahrscheinlichkeit, daß eine Impulshöhe in einen bestimmten Bereich fällt, wird um so geringer, je kleiner dieser gewählt wird. Zur Bestimmung der relativen Häufigkeit einer Impulshöhe ist entsprechend der geforderten Genauigkeit die Registrierung einer Anzahl von Impulsen nötig, die eine bestimmte Zeit für die Messung beansprucht. Damit diese Meßzeit nicht zu groß wird, muß für die Impulshöhe ein bestimmter Bereich zugelassen werden, so daß die Aussage des Analysators angibt, ob die Höhe des Impulses den Wert $A_1$ erreicht, den Wert $A_2$ aber nicht überschreitet (s. Bild 2). Die Differenz $K = A_2 - A_1$ entspricht dem Registrierbereich für die Impulshöhe und wird allgemein als „Kanalbreite" bezeichnet. $A_1$ ist dann die untere, $A_2$ die obere Grenze des Impulshöhenkanals.

Die Feststellung, ob ein Impuls einen vorgegebenen Spannungswert A überschreitet, trifft ein Diskriminator. Er läßt sich technisch durch ein nichtlineares Schaltelement, dem die Vorspannung A gegeben wird, leicht verwirklichen. Für einen Analysator sind nach dem Obengesagten zwei Diskriminatoren notwendig, deren Vorspannungen $A_1$ und $A_2$ entsprechend dem zu messenden Impulshöhenbereich eingestellt werden. Die Aussagen beider Diskriminatoren sind so miteinander verknüpft, daß ein Registrierimpuls nur dann abgegeben wird, wenn vom Impuls die untere Schwelle, nicht aber die obere überschritten wird. Die Entscheidung trifft eine Antikoinzidenzstufe. Hiernach ergibt sich die Blockschaltung des Einkanalanalysators nach Bild 3.

Im Analysator VA-W-01 sind die gestellten Bedingungen durch eine einfache und verhältnismäßig übersichtliche Schaltung erfüllt. Dabei wurde auf extreme Daten in Auflösungsvermögen und Kanalbreite kein besonderer Wert gelegt. Das Gerät soll vielmehr den Bedarf nach einem einfachen Spektrometer z. B. für Routinemessungen der Radiochemie, Medizin u. ä. befriedigen.

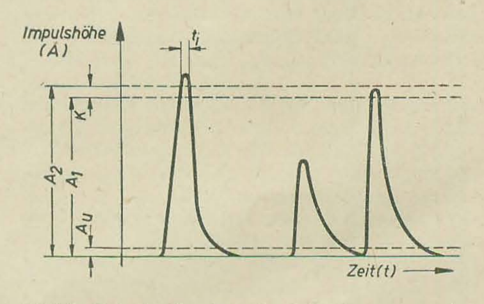



Bild 2: Prinzip der Impulssortierung

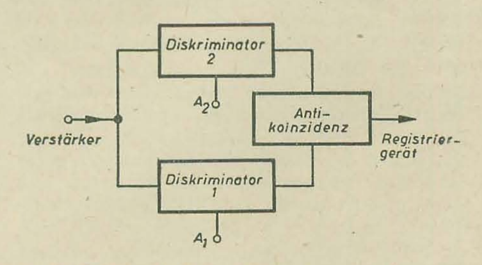



Bild 3: Blockschaltung des Einkanalanalysators

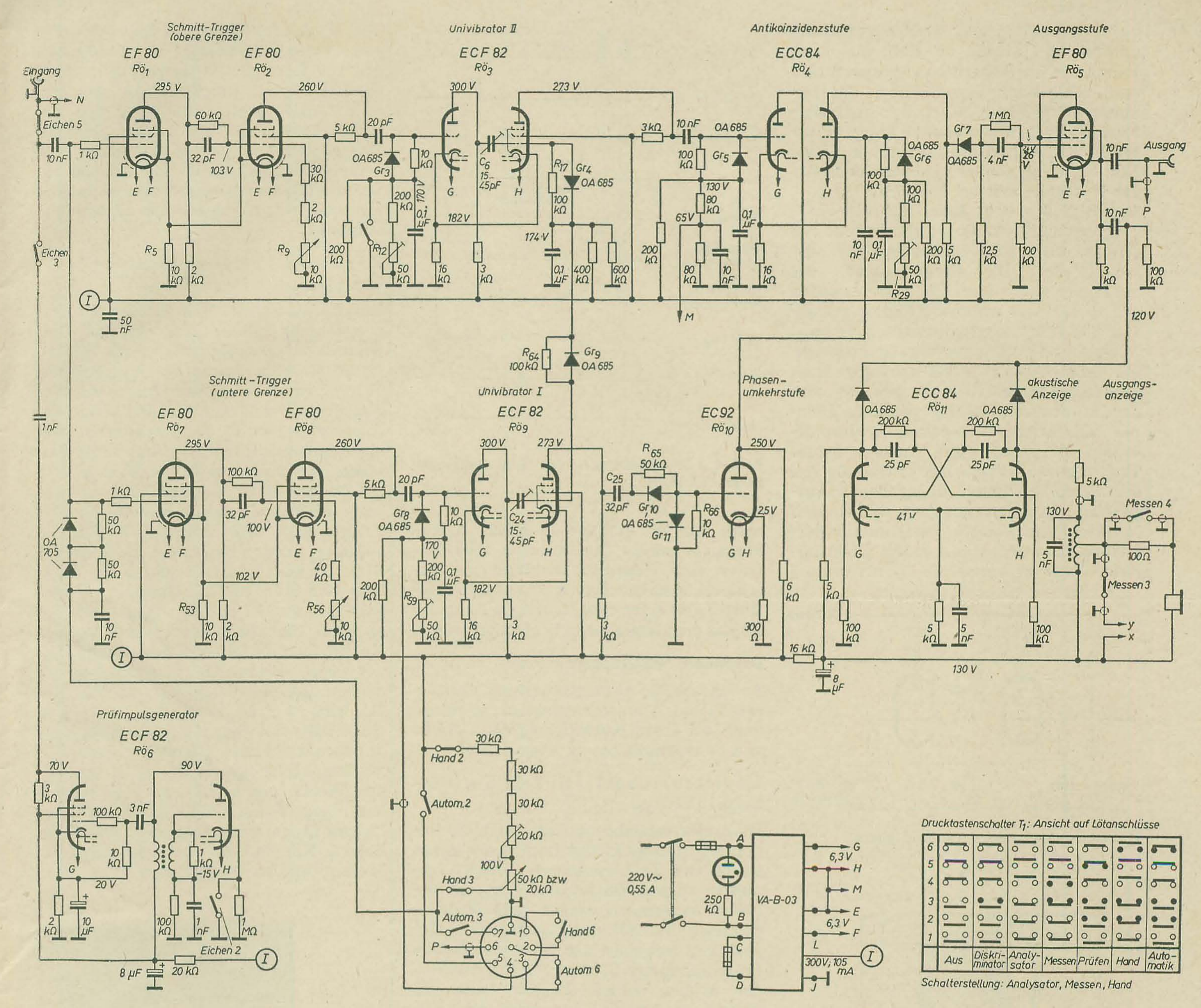



Bild 7: Schaltbild des Einkanalanalysators

## Schaltung

### Allgemeine Übersicht

Als Diskriminator wird der Schmitt-Trigger (Bild 4) verwendet. Er liefert Impulsflanken von 0,1 ··· 0,2 μs Anstiegszeit und ist infolge des gemeinsamen Katodenwiderstandes recht stabil, d. h. gegen Alterungserscheinungen relativ unempfindlich. Wie jede andere Triggerschaltung (Univibrator, Flip-Flop) ist er ein rückgekoppelter Verstärker mit zwei Röhren und stabilem bzw. instabilem Arbeitsbereich. Die Triggerschaltungen arbeiten regenerativ, d. h., sie werden von einem Eingangsimpuls angestoßen und liefern am Ausgang einen Impuls konstanter Höhe und Anstiegszeit, beide im wesentlichen unabhängig von Form und Größe des Eingangsimpulses. Die Besonderheit des Schmitt-Triggers ist die Gleichstromkopplung, die bewirkt, daß die Vorderflanke eines positiven Auslöseimpulses den Anodenstrom der ersten Röhre ein- und die Rückflanke ihn wieder ausschaltet. Die positiven Ausgangsimpulse am Anodenwiderstand der zweiten Röhre sind in ihrer Breite von der Lage des Vorspannungspegels zur Impulshöhe abhängig. Die Kippunkte für Auslösung und Rückschaltung liegen bei verschiedenen Spannungswerten des Steuergitters der ersten Röhre. Man erhält eine Hysterese, wenn man den Anodenstrom der ersten Röhre über der Steuerspannung aufträgt. Wie Bild 5 zeigt, hängt die Breite dieser Hysterese sehr stark vom Anodenwiderstand, d. h. vom Verstärkungsgrad innerhalb der Rückkopplungsschleife, ab. Praktisch bedeutet dies, daß durch die Hysterese der untere Grenzwert der Impulshöhe $A_u$ (s. Bild 2) bestimmt ist, bei dem der Diskriminator anspricht. Wird die Vorspannung kleiner als $A_u$, dann erfolgt zwar das Einschalten

**Technische Daten**

Stromversorgung: 220 V ± 5%, 50 Hz
Leistungsaufnahme: 125 VA
Eingangsimpulse: positiv
Analysierbereich:
5···100 V mit Wendelpotentiometer einstellbar
Linearitätsabweichung: < 0,5%
Kanalbreite: 0···10 V einstellbar
Stabilität:
± 0,1 V bei Netzspannungsschwankungen von ± 10%
Auflösungsvermögen: 5 μs
Ausgangsimpuls: 10 V negativ
Impulsdauer: ≈ 1 μs
Impulsform: Dreieck

Funktionskontrolle:
durch eingebauten Impulsgeber mit akustischem Signal
weitere Anschlußmöglichkeiten:
für Automatik
Impulszähler
Impulsdichtemesser
Röhrenbestückung:
6 × EF 80   1 × EYY 13   3 × ECF 82   1 × SRS 552
1 × EC 92   1 × ECC 83   2 × ECC 84   1 × STR 85
Sicherungen: 1 A — 0,2 A
Abmessungen in mm: 550 × 290 × 240
Gewicht: ≈ 20 kp

des Schmitt-Triggers, die Rückschaltung unterbleibt jedoch, so daß die erste Röhre, die im Ruhezustand gesperrt sein muß, auch nach Verschwinden des Impulses weiter Strom führt. Der Analysierbereich eines mit Schmitt-Triggern arbeitenden Analysators kann daher nie bei Null beginnen, sondern je nach der Breite der Hysterese erst bei 1 ··· 5 V.

Aus Bild 2 ersieht man, daß die obere Triggerschwelle stets nach der unteren erreicht aber vor der unteren wieder verlassen wird. Die Gesamtaussage der Schaltung setzt sich aus den Aussagen des oberen und unteren Triggers zusammen und führt nur dann zu einem Impuls, wenn der obere Triggervorgang ausbleibt. Da beide Aussagen zeitabhängig sind, muß ein Abfragezeitpunkt gewählt werden, an dem unabhängig von allen anderen Einflüssen (Vorspannung, Impulsform) eine gleichzeitige Aussage beider Trigger garantiert ist. Hierzu sind die von den Schmitt-Triggern abgegebenen Ausgangsimpulse nicht geeignet, weil sie sich in ihrer Form je nach Vorspannung verändern. Es wurde daher jedem Diskriminator eine Formerstufe (Univibrator)

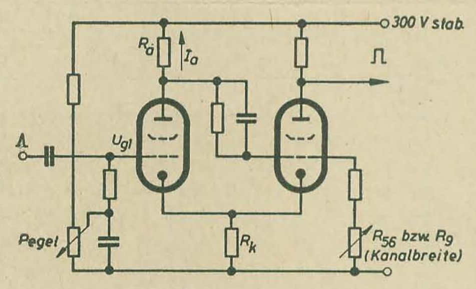



Bild 4: Schaltung des Schmitt-Triggers

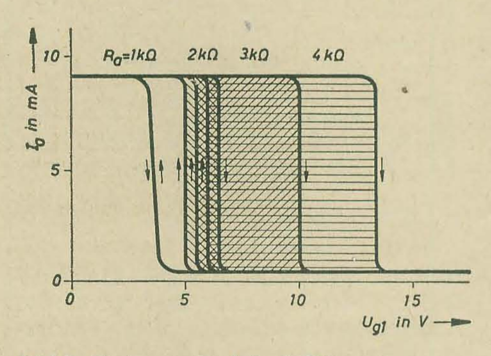



Bild 5: Hysterese des Schmitt-Triggers

nachgeschaltet, die Rechteckimpulse konstanter Höhe und Breite liefert. Die Breite wird durch Einstellung eines Trimmkondensators gewählt. Die Impulse der Schmitt-Trigger werden durch ein RC-Netzwerk mit kleiner Zeitkonstante differenziert, so daß jeweils die Anstiegsflanke den Univibrator auslöst (Bild 6). Es ist durch verschiedene Einstellungen der Trimmkondensatoren möglich, die Aussage des oberen Triggers, d. h. den Rechteckimpuls, so lange aufrechtzuerhalten, bis mit Sicherheit die Aussage des unteren Triggers vorüber ist. Als Kriterium wird die Rückflanke des Rechteckimpulses benutzt, so daß die Antikoinzidenz zwischen einem relativ schmalen Exponential- und einem breiten Rechteckimpuls mit Hilfe einer Doppeltriodenschaltung möglich

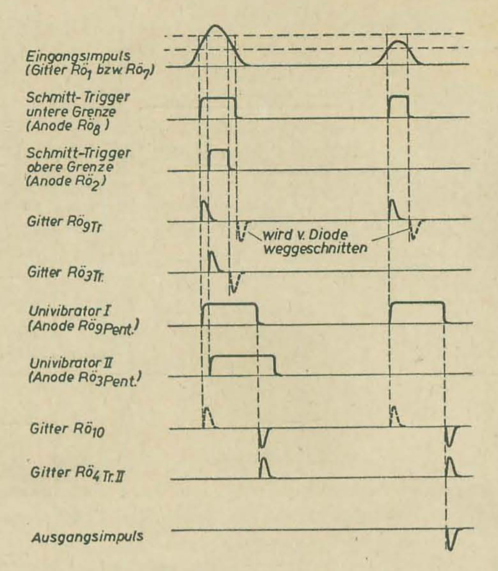



Bild 6: Impulsfahrplan des Einkanalanalysators VA-W-01

wird. Um die richtige Polarität zu bekommen, mußte dem unteren Diskriminator eine Phasenumkehrstufe nachgeschaltet werden. Eine Anodenbasisschaltung bietet einen niederohmigen Ausgang für das anzuschließende Registriergerät.

### Besondere Schaltungsprobleme

So einfach die Gesamtschaltung des Gerätes (Bild 7) an sich erscheint, so waren doch bei ihrer Entwicklung eine Reihe von Schwierigkeiten zu überwinden.

#### Übersteuerungsfestigkeit der Diskriminatoren

Hierunter versteht man allgemein die Bedingung, daß ein kleiner Impuls, der einem ein bis zwei Zehnerpotenzen größeren Impuls in kurzem Zeitabstand folgt, unverfälscht verarbeitet werden muß. Schwierigkeiten bereitet dann gewöhnlich bei positiven Impulsen der Gitterstrom. Das Potential an den Gittern von Rö$_1$ und Rö$_7$ der beiden Schmitt-Trigger kann bei einem positiven Eingangsimpuls von 100 V und einem kleinen eingestellten Pegelwert (d. h. bei kleiner Vorspannung) bis auf 200 V gegen Null ansteigen. Um Pegelverschiebungen zu vermeiden, darf hierbei noch kein Gitterstrom fließen.

Die jeweils geöffnete Röhre der Schmitt-Trigger stellt praktisch einen Katodenverstärker dar. In der Literatur gibt es eine Reihe von Hinweisen zur Berechnung des Gitterstromeinsatzpunktes bei Katodenverstärkern, die jedoch von stark idealisierten Voraussetzungen (gerade Kennlinie, konstante Röhrenkennwerte, Gitterstromeinsatz bei $U_{g/k} = 0$ V) ausgehen und nur sehr ungenaue Ergebnisse liefern. Einige einfache Messungen sind hier vorteilhafter. Zur Erweiterung des Aussteuerbereiches gibt es zwei Möglichkeiten: Vergrößerung des Katodenwiderstandes $R_k$ ($R_5$ und $R_{53}$) und Erhöhung der Betriebsspannung. Die zweite Möglichkeit ist vorzuziehen, weil eine Vergrößerung von $R_k$ größere Störimpulse am Diskriminatorausgang zur Folge hat (siehe unten). Im VA-W-01 liegt der Gitterstromeinsatz bei 195 V, bei 200 V fließt ein Gitterstrom von etwa 15 $\mu$A.

Die Pegelverschiebung, die bei einer periodischen Impulsfolge von 10000 Imp/s und 100 V Amplitude (Impulsbreite 2 $\mu$s) auftritt, liegt in der Größenordnung von 40 mV und damit noch unter der Ansprechunsicherheit der beiden Schmitt-Trigger von ± 0,1 V. Bei Aufnahme eines Impulshöhenspektrums ist mit solchen Extremfällen kaum zu rechnen, so daß die Übersteuerungsfestigkeit im allgemeinen ausreicht.

#### Kapazitiv übertragene Störimpulse im Triggerkreis

Kommt die Zeit $t_1$, während der ein Eingangsimpuls den Ansprechpegel der Schmitt-Trigger übersteigt (vgl. Bild 2), in die Größenordnung der Kippzeit der Trigger, so wirken diese nur noch wie vorgespannte Verstärker. Die Definition des Ansprechpegels ist dann schwierig, weil die Ausgangsimpulse ihre Amplitude zwischen Null und dem vollen Wert ändern (s. Bilder 8 und 9). Außerdem erzeugt jeder Eingangsimpuls, der den Schmitt-Trigger noch nicht auslöst, am Triggerausgang einen Störimpuls (Bild 10; die Stufe im Bild 9 entsteht durch die Addition von Stör- und Nutzimpuls). Dieser entsteht durch direkte Steuerung der zweiten, stromführenden Röhre an der Katode über die Gitter-Katodenkapazität der ersten Röhre. Die Vorspannung der nachgeschalteten Univibratoren Rö$_3$ und Rö$_9$ wird im Prüffeld mit $R_{12}$ bzw. $R_{59}$ so eingestellt, daß diese bei einem Ausgangsimpuls der Schmitt-Trigger auslösen, dessen Amplitude etwa in der Mitte der beiden Werte von Bild 8 und Bild 9 liegt. Auf diese Weise erhält man auch bei spitzen Eingangsimpulsen sehr scharf definierte Kanalgrenzen und eliminiert die oben erwähnten Störimpulse.

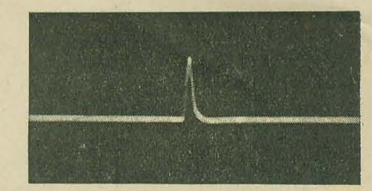


Bild 8: Impuls nach dem Schmitt-Trigger (Anode Rö$_2$ bzw. Rö$_8$). Trigger voll ausgelöst

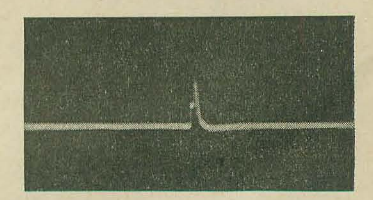


Bild 9: Impuls nach dem Schmitt-Trigger (Anode Rö$_2$ bzw. Rö$_8$), Trigger wird gerade ausgelöst

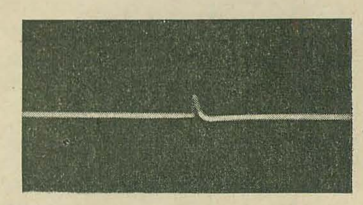


Bild 10: Störimpuls nach dem Schmitt-Trigger (Anode Rö$_2$ bzw. Rö$_8$). Trigger noch nicht ausgelöst

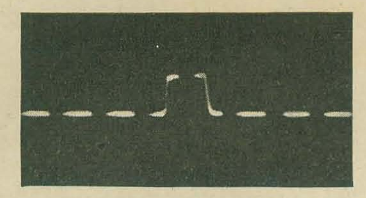


Bild 11: Ausgangsimpuls des Univibrators I (Anode $Rö_{8\,Pent.}$) (Zeitmarke 2 μs)

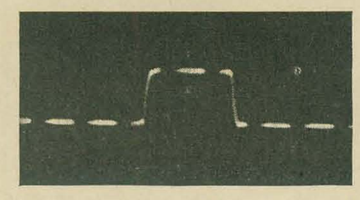
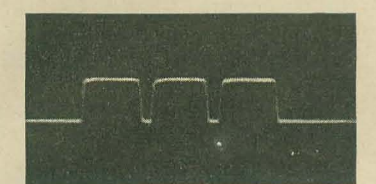
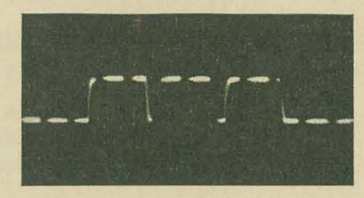


Bild 12: Ausgangsimpuls des Univibrators II (Anode $Rö_{3\,Pent.}$) (Sperrimpuls, Zeitmarke 2 μs)





Bilder 13 und 14: Ausgangsimpulse des Univibrators II für drei dicht aufeinanderfolgende Eingangsimpulse (Zeitmarke 2 μs)

### Totzeit der Univibratoren und ihre Verkürzung durch Dioden

Die Univibratoren arbeiten mit Katodenkopplung und haben daher ebenso wie die Schmitt-Trigger eine hohe Stabilität gegenüber Röhrenalterung und Heizspannungsschwankungen. Die Impulsbreite wird durch die RC-Glieder $C_6$, $R_{17}$ bzw. $C_{24}$, $R_{64}$ bestimmt und mit den Kapazitäten auf 2 μs (untere Grenze, $Rö_9$) bzw. 4 μs (obere Grenze, $Rö_3$) eingestellt (Bilder 11 und 12). Die Dioden $Gr_4$ und $Gr_9$ dienen zur Verkürzung der Totzeit, indem sie beim Rückkippen den Widerstand des jeweiligen RC-Gliedes kurzschließen und somit für eine schnelle Umladung von $C_6$ und $C_{24}$ sorgen. Wie die Bilder 13 und 14 zeigen, ist die Totzeit kleiner als 1 μs. Die Dioden $Gr_3$ und $Gr_8$ unterdrücken die differenzierten Rückflanken der Schmitt-Triggerimpulse.

### Störimpulse des Univibrators und ihre Beseitigung

Der Impuls der oberen Kanalgrenze (Sperrimpuls) gelangt vom Univibrator direkt an den einen Eingang der Antikoinzidenzstufe $Rö_4$, der Impuls der unteren dagegen wird differenziert und der aus der Rückflanke gewonnene Signalimpuls in $Rö_{10}$ verstärkt. Für das Auflösungsvermögen und eine sichere Antikoinzidenz ist ein kurzer Signalimpuls wünschenswert. Der Impuls des unteren Univibrators $Rö_9$ müßte also mit einem RC-Glied kleiner Zeitkonstanten differenziert werden. Der Univibrator liefert aber ebenso wie der Schmitt-Trigger kurze Störimpulse, die einmal durch die Gitter-Katodenkapazität des ersten Röhrensystems verursacht werden, zum anderen wirkt der Univibrator für Impulse, die den Auslösepegel gerade noch nicht erreichen, wie ein Verstärker. Bei einer kleinen Zeitkonstanten im nachfolgenden Differenzierglied werden diese kurzen Störimpulse auch noch differenziert und liefern einen — wenn auch kleinen — negativen Impuls am Gitter von $Rö_{10}$. Da $Rö_{10}$ in negativer Richtung gesteuert wird, ist wegen der gekrümmten Röhrenkennlinie die Verstärkung für diese kleinen Störimpulse höher als für die etwa dreimal größeren Signalimpulse. An der Anode von $Rö_{10}$ hätte das einen wesentlich kleineren Höhenunterschied von Stör- und Nutzimpuls zur Folge, was ein einwandfreies Arbeiten der Antikoinzidenzstufe stark erschwert.

Diese Schwierigkeiten werden durch das differenzierende Netzwerk, bestehend aus $C_{25}$, $R_{65}$, $R_{66}$, $Gr_{10}$ und $Gr_{11}$ in folgender Weise beseitigt: Für die Vorderflanke des positiven Univibratorimpulses ist die Diode $Gr_{10}$ in Sperrichtung und die Diode $Gr_{11}$ in Flußrichtung gepolt. Die resultierende Zeitkonstante ist jetzt $T_1 = C_{25} \cdot R_{65} = 1{,}6$ μs, also fast gleich der Breite des Univibratorimpulses (2 μs). Für die Rückflanke des Univibratorimpulses ist jedoch $Gr_{11}$ gesperrt und $Gr_{10}$ durchlässig, so daß die Zeitkonstante $T_2 = C_{25} \cdot R_{66} \approx 0{,}3$ μs ist. Die Rückflanke wird also durch ein Netzwerk kleiner Zeitkonstanten differenziert und liefert daher den gewünschten kurzen Impuls. Für die kurzen Störimpulse von etwa 0,3 μs Dauer ist $T_1$ so groß, daß sich $C_{25}$ während dieser 0,3 μs nur wenig aufladen kann; die Rückflanken der Störimpulse ergeben am Gitter von $Rö_{10}$ nur einen sehr kleinen negativen Impuls. Die Bilder 15 und 16 demonstrieren die Wirkungsweise des Netzwerkes gleichzeitig für einen Stör- und einen Nutzimpuls. Die Diode $Gr_{11}$ unterdrückt außerdem die positive Vorderflanke am Gitter von $Rö_{10}$.

### Probleme der Antikoinzidenzschaltung

Zur Erzielung der Antikoinzidenz wird $Rö_4$ in der bekannten Doppeltriodenschaltung verwendet und mit $R_{29}$ die Vorspannung des zweiten Triodensystems so eingestellt, daß das erste System Strom führt, das zweite aber gerade sicher gesperrt ist. Bei einem positiven Sperrimpuls vom oberen Univibrator arbeitet das erste System von $Rö_4$ als Katodenverstärker und hebt das gemeinsame Katodenpotential etwa um die Amplitude des Sperrimpulses an. Die Gitter-Katodenspannung des zweiten Triodensystems ist dann so stark negativ, daß es der positive Signalimpuls von $Rö_{10}$ nicht mehr öffnen kann. Bei fehlendem Sperrimpuls wird dagegen das zweite Triodensystem vom Signalimpuls voll ausgesteuert. Die Dioden $Gr_5$ und $Gr_6$ an den Eingängen verhindern Potentialverschiebungen bei großen Impulsdichten. Wie sich später herausstellte, läßt die Schaltung auch im gesperrten Zustand noch einen kleinen Impuls über die Gitter-Anodenkapazität des zweiten Triodensystems durch. Bei 10 V Nutzamplitude erreichte die Störamplitude am Ausgang etwa 0,5 V, so daß die Gefahr bestand, daß empfindliche Zähler oder Dichtemesser auch die Störimpulse registrieren. Mit der fest vorgespannten Diode $Gr_7$ im Koppelzweig zur Ausgangsstufe $Rö_5$ konnte die Amplitude der Störimpulse auf weniger als 0,15 V gesenkt werden.

### Eichung, Abgleich

Ein wesentlicher Gesichtspunkt für die Entwicklung eines industriell zu fertigenden Gerätes war die bequeme Eich- und Abgleichmöglichkeit. Gerade beim Analysator sind hierbei besondere Bedingungen zu beachten:

1. muß der Spannungsbereich — absolut genommen — eingehalten werden,
2. muß die vorgegebene Impulshöhe mit dem am Präzisionspotentiometer abgelesenen Zahlenwert übereinstimmen,
3. muß die Kanalbreite auf 0,1 V genau eingestellt werden können.

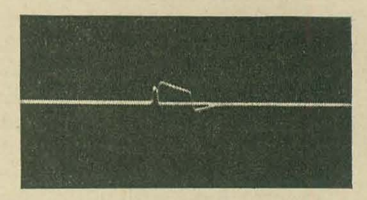


Bild 15: Impuls nach dem Koppelkondensator $C_{25}$ an der Auslöseschwelle des Univibrators I

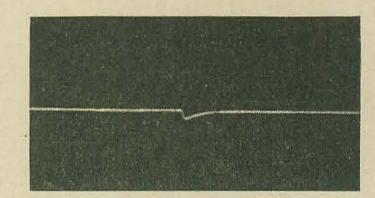


Bild 16: Differenzierte Rückflanke als Signalimpuls am Gitter von $Rö_{10}$

Der Abgleich auf einen festgelegten Spannungsbereich von 0···100 V läßt sich rein statisch durchführen. Als Basis dient die auf 1‰ elektronisch stabilisierte Anodenspannung. Der Querstrom des Pegelspannungsteilers wird mit einem Drahtwiderstand so eingestellt, daß über dem Präzisionspotentiometer ein Spannungsabfall von 100 V ± 0,5% entsteht. Die Linearität des Potentiometers ist für die Genauigkeit der Zwischenwerte maßgebend; Abweichungen liegen wesentlich unter 0,5%. Der Abgleich auf die vorgegebene Impulshöhe erfolgt durch Einstellung von $R_{56}$ für den Schwellwert des unteren Schmitt-Triggers bei angelegten Eichimpulsen bekannter Höhe und Form. Diese werden einem für das Prüffeld entwickelten Impulsgenerator entnommen und in ihrer Höhe mit 0,5% Unsicherheit gemessen. Der Abgleich liegt gewöhnlich zwischen 50 und 70 V. Legt man z. B. Impulse von 60 V an den Eingang, so muß

das Gerät in der Stellung „Diskriminator“, d. h. obere Schwelle abgeschaltet, ansprechen, wenn man das Potentiometer auf 60,00 stellt.
Zum Betrieb als Analysator ist die Einstellung einer bestimmten Kanalbreite notwendig. Diese ergibt sich aus den verschiedenen Ansprechschwellen der beiden Schmitt-Trigger. Nachdem der untere Trigger bereits durch $R_{56}$ mit Eichimpulsen abgeglichen wurde, wird der obere mit dem entsprechenden Potentiometer $R_9$ so eingestellt, daß sich aus der Differenz der Ansprechspannungen die Kanalbreite ergibt. Durch den eingebauten Prüfimpulsgeber, der in der Stellung „Prüfen“ für den Abgleich eine Impulsfolge konstanter Höhe an den Eingang gibt, und die akustische Anzeige am Ausgang des Gerätes läßt sich direkt an der Skala beobachten, bei welchen Werten die beiden Trigger ansprechen. Zugleich ist damit die Gelegenheit gegeben, jederzeit die Funktion des Analysators ohne zusätzliche Hilfsmittel zu kontrollieren.
In verschiedenen Geräten des Auslandes ist man bemüht, den Analysator so zu konstruieren, daß die Kanalgrenzen symmetrisch zur Pegelspannung liegen, d. h., daß bei Einstellung von z. B. 60 V bei 2 V Kanalbreite alle Impulse registriert werden, deren Höhe zwischen 59 und 61 liegt. Man erreicht dadurch, daß die mittlere Pegelspannung für alle Kanalbreiten dieselbe bleibt. Im VA-W-01 mußte wegen des zusätzlichen Aufwandes eines weiteren Präzisionspotentiometers auf diese Symmetrie verzichtet werden. Dadurch besteht jedoch der Vorteil, daß man nach Abschalten des Sperrimpulses (obere Kanalgrenze) das Gerät als einfachen Diskriminator mit gleicher Pegelskala zur

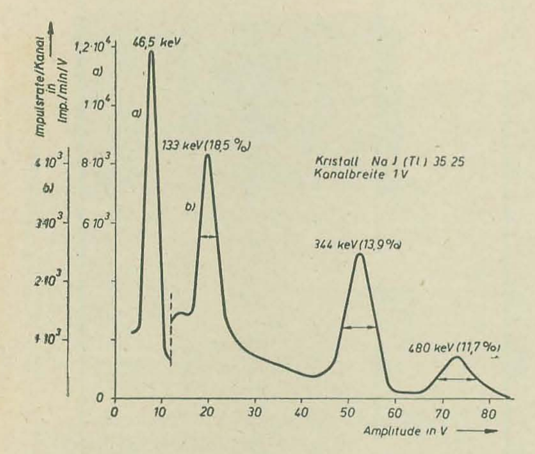


Bild 17: Energiespektrum vom Hf-181, aufgenommen mit VA-W-01

Aufnahme einer integralen Häufigkeitsverteilung verwenden kann. Für die Absoluteichung ist wichtig zu wissen, daß im Analysierbetrieb die Skala den unteren Schwellwert richtig angibt, der obere aber um die Kanalbreite K verschoben liegt. In der Praxis wird man immer dann, wenn man Energiewerte absolut genau wissen will, eine besondere Eichung mit Hilfe von Standardpräparaten durchführen und für eine bestimmte Kanalbreite die Energiegerade — d. h.

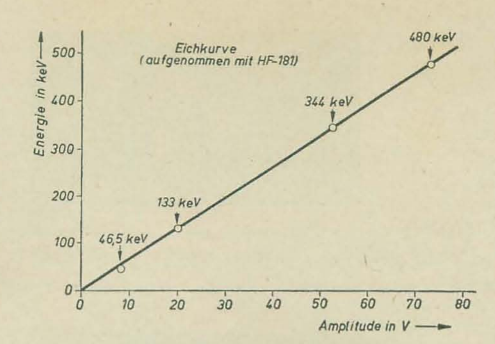


Bild 18: Energiegerade vom VA-W-01

die den Maxima der Impulsdichte zugeordneten Energiewerte über der Pegelskala — (Bild 18) auftragen. In den seltensten Fällen wird diese den Koordinatenanfangspunkt schneiden, denn die Eichung des Gerätes ist wegen der endlichen Grenzfrequenz etwas von der Impulsform abhängig und wird im Prüffeld mit Rechteckimpulsen vorgenommen, weil allein diese in ihrer Höhe genau zu bestimmen sind.

### Literatur

Schmitt: „A Thermionic Trigger“; Journal of Sc. Instr. 24 (1938) S. 136

Elmore and Sands: „Electronics-Experimental Techniques“; Mc. Graw Hill 1949

Van Rennes: „Pulse — Amplitude Analysis in Nuclear Research“; Part I: „Voltage Discriminators“; Nucleonics 7 (1952) S. 20

Part II: „Single-Channel Differential Analyzers“; Nucleonics 8 (1952) S. 22

Francis and Bell: „Medical Scintillation Spectrometer“; Nucleonics 11 (1955) S. 82

Bjorn Aström: „A Scintillation Spectrometer“; Arkiv för fysik 22 (1954) S. 241

Sureck, K. W.: „Praktische und theoretische Untersuchung des Schmitt-Trigger im Hinblick auf seine Verwendung als Diskriminator“; TH Dresden, Dipl.-Arbeit 1957

## Fachbücher

N. A. Wlassow

**Neutronen**

VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1959

Übersetzung aus dem Russischen von W. Koeppe, F. Spiegelberg und Dr. G. Wallis

412 Seiten, 176 Bilder, 30 Tabellen, Kunstleder 28,— DM

Die Physik der Neutronen bildet innerhalb des Rahmens der Kernphysik ein Spezialgebiet für sich, das an Bedeutung und Umfang in dem letzten Jahrzehnt gewaltig zugenommen hat. Die Herausgabe des Buches von N. A. Wlassow über Neutronen trägt dieser Entwicklung Rechnung. In einer zusammenfassenden Darstellung werden in sieben Hauptabschnitten die wesentlichen Züge der Neutronenphysik behandelt. Angefangen von den Grundeigenschaften des Neutrons und seiner Entdeckung durch Chadwick 1932 über die ausführliche Beschreibung der Neutronenquellen und Kernreaktionen, in denen Neutronen erzeugt werden, bis zu den Methoden des Neutronennachweises, ihrer Wechselwirkung mit Materie, der Bremsung, Absorption und Streuung sowie den Welleneigenschaften der Neutronen erhält der Leser einen guten Überblick über dieses wichtige Spezialgebiet.
Das Buch ist in erster Linie für Physiker geschrieben. Es gibt vor allem dem Experimentalphysiker durch die reichhaltigen Tabellen und Abbildungen wertvolle Unterlagen in die Hand, die er in dieser zusammenfassenden Form sehr begrüßen wird. Soweit theoretische Überlegungen angeführt wurden, sind sie gut verständlich dargestellt und der Praxis angepaßt. Auch das Literaturverzeichnis ist sehr übersichtlich gehalten, da es nach Hauptabschnitten getrennt angeordnet wurde.
Kapitel I behandelt die Grundeigenschaften des Neutrons, wie seine Masse, sein Spin und sein magnetisches Moment. Auch das Betaspektrum des freien Neutrons wird angeführt und mit der Fermitheorie des Betazerfalls verglichen. Sehr ausführlich gehalten ist Kapitel II über die verschiedenen Neutronenquellen und die ihnen zugrunde liegenden Kernreaktionen. Dieser Abschnitt ist reich illustriert durch grafische Darstellungen über Winkelverteilung und spektrale Verteilung der Intensität, Ausbeute und Wirkungsquerschnitte der zahlreichen Reaktionen. Zum Schluß dieses Abschnittes geht der Verfasser noch kurz auf den Reaktor als intensivste Neutronenquelle ein. Im dritten Hauptabschnitt werden die gebräuchlichsten Nachweismethoden für Neutronen angeführt. Dabei wurden weniger die gerätetechnischen Anordnungen solcher Nachweismethoden beschrieben als vielmehr die physikalischen Grundlagen derselben. Ausführlich dargestellt sind die radioaktiven Indikatoren zum Neutronennachweis (mit umfangreicher Tabelle); leider vermißt man die modernen Szintillationsspektrometer in diesem Zusammenhang.
Den größten Raum in dem Buch von Wlassow nimmt Kapitel IV ein. Hier wird die Wechselwirkung der Neutronen mit der Materie behandelt. Daran schließt sich die Untersuchung der Bremsvorgänge in Kapitel V sowie die Absorption und Streuung langsamer Neutronen in Kapitel VI an. Namentlich diese letzten Kapitel bringen manche Probleme, die den Reaktorfachmann interessieren dürften. Im Schlußkapitel VII werden noch kurz die Methoden zur Strukturforschung mittels Neutronen von Molekülen und Kristallen skizziert. Gerade auf diesem Gebiet sind in der Zukunft noch interessante Ergebnisse zu erwarten.
Zusammenfassend darf man sagen, daß dieses Werk eine wertvolle Bereicherung unserer Fachliteratur auf kernphysikalischem Gebiet darstellt. *Luck*

R. Kretzmann

**Handbuch der Automatisierungs-Technik**

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

411 Seiten, 390 Bilder, 13 Tabellen, DIN A 5, Ganzleinen 34,— DM

Das als Gemeinschaftswerk verschiedener Fachleute herausgegebene Buch vermittelt einen Überblick über den derzeitigen Stand der Automatisierungstechnik. Durch die Behandlung zahlreicher grundsätzlicher Probleme von den verschiedenen Standpunkten der einzelnen Fachleute ausgehend wird dem Leser ein relativ objektives Bild von dieser Technik dargestellt.
Nach einer einleitenden Erklärung des Begriffs der Automatisierung gliedert sich das Buch in zwei Teile. Der erste Teil umfaßt die Grundlagen

und Hilfsmittel sowie Einrichtungen zur automatischen Meßwerterfassung (Meßwandler). Der Abschnitt „Elektronische Steuerungen“ behandelt Schaltungen mit Hochvakuum- und gasgefüllten Röhren sowie Transistorschaltungen. Die umfangreichen und sehr lebendig gestalteten Gebiete der hydraulischen, pneumatischen und mechanischen Stellglieder, der Regelungstechnik, der digitalen Rechenautomaten und der Analogierechenmaschinen vervollständigen den ersten Teil.

Der zweite Teil befaßt sich mit der Anwendung und den Ergebnissen der Automatisierung der mechanischen Fertigung und der Energiewirtschaft. Hier werden dem Leser die Steuerungen automatischer Produktionseinrichtungen sowie die Automatisierung bei der Kohlegewinnung, in der Elektrizitäts-, Gas- und Wasserversorgung eingehend erklärt.

Zu jedem Abschnitt gehört eine erschöpfende Literaturangabe, die Werke für spezielle Fragen empfiehlt.

Das Buch wendet sich vor allem an Ingenieure, die auf diesem Gebiet tätig sind. Doch auch technisch Interessierte, die sich mit der Automatisierung beschäftigen wollen, finden einen gut aufgebauten Stoff, der unbedingt informiert. Die vorzügliche Ausstattung des Buches bildet den Rahmen. *Belter*

Otto Morgenroth

### UKW – Hervorragender technischer Fortschritt

2. Auflage

fotokinoverlag, Halle, 1958

90 Seiten, 109 Bilder, 4,50 DM

Das Büchlein wendet sich an alle, die keine oder nur oberflächliche funktechnische Kenntnisse besitzen, vorwiegend an den technisch interessierten Rundfunkhörer. Die Aufgabenstellung des Verfassers, die in dieser Hinsicht auf dem Buchmarkt noch bestehende Lücke zu schließen, ist damit im wesentlichen erfüllt worden. Nach einer kurzen Einleitung, in der das Wesen der Wellenausbreitung und die derzeitige Situation auf den Rundfunkbändern geschildert wird, und der Erläuterung des Begriffes der Ultrakurzwellen und ihrer besonderen Ausbreitungsmerkmale werden die einzelnen Baugruppen des UKW-Empfängers kurz erläutert. Durch reichlich beigefügte Fotos von Industrieempfängern, moderner Bauteile sowie Schaltungsbeispielen wird eine anschauliche Darstellung des Aufbaues moderner UKW-Rundfunkempfänger erreicht. Die dabei benutzten Fachwörter und Schaltungserläuterungen sind teilweise für den Leserkreis, an den sich das Büchlein richtet, und dem die zum vollen Verständnis notwendigen Grundlagen meist fehlen werden, zunächst zu eingehend. Sie sind jedoch trotzdem von Wert, da sie dem interessierten Leser das Studium von Spezialliteratur erleichtern helfen und eine orientierende Grundlage hierfür geben. In einem gesonderten Abschnitt wird auf Fragen der Lautsprechertechnik eingegangen. Ein verhältnismäßig großer Raum ist zu Recht der Antennentechnik vorbehalten. Dieser Teil, der mit den Hauptwert des Büchleins ausmacht, ist so ausführlich und verständlich gehalten, daß gerade der an diesem Gebiet besonders interessierte Nur-Radiohörer hier alles für ihn Wesentliche übersichtlich dargeboten findet, ohne mit für ihn wertlosen Einzelheiten belastet zu werden. Ein dem Umfang des Büchleins angemessenes Fachwörterverzeichnis, mit dem das Büchlein schließt, bietet eine für den Leser willkommene Orientierungsmöglichkeit für weiteres Eindringen in dieses Gebiet, obwohl auch hier wieder bei nicht immer ganz exakten Formulierungen stellenweise zu eingehendes und damit wieder schwer verständliches fachliches Wissen geboten wird.

Druck und Aufmachung sind sauber und ansprechend. In den Abbildungen sind leider einige kleine Unsauberkeiten enthalten. So im Bild 27 ein Schaltungsfehler, Bild 94 ist kopfstehend gedruckt. Ferner dürfte es nicht ratsam sein, z. B. im Bild 109, das eine vorschriftsmäßige Antennenanlage zeigen soll, den Anschluß der Blitzschutzerde an eine im Gebäude befindliche Wasserleitung darzustellen.

Dessen ungeachtet ist diesem begrüßenswerten Büchlein eine weite Verbreitung zu wünschen. *Jakubaschk*

Ing. Heinz Lange

### Schaltungen der Funkindustrie

Fachbuchverlag Leipzig, 1959

**Band I:** 310 Seiten, Halbleinen 12,— DM

**Band II:** 398 Seiten, Halbleinen 13,50 DM

An die seit Jahren bekannte und im Reparaturdienst bewährte elfbändige Schaltungssammlung „Empfängerschaltungen der Radioindustrie“, die etwa 4000 Schaltbilder von deutschen und österreichischen Rundfunkempfängern aus den ersten Jahrzehnten des Rundfunks enthielt, schließt sich nun die neue Buchreihe von Ing. Heinz Lange „Schaltungen der Funkindustrie“ mit der Produktion der Deutschen Demokratischen Republik und Westdeutschlands in den letzten Jahren an. Wie bereits der Titel erkennen läßt, werden hier nicht nur Schaltbilder von Rundfunkempfängern, sondern auch von Fernseh- und Magnettonbandgeräten, Verstärkern, Hörgeräten, Hochfrequenzheilgeräten u. a. m. veröffentlicht.

Um das bisherige handliche Format der ersten Buchreihe auch weiterhin beibehalten zu können, wurden die mehr Platz beanspruchenden Schaltbilder, z. B. der Fernsehempfänger, auf zwei Seiten aufgeteilt.

Die ersten beiden Bände dieser neuen Schaltungssammlung umfassen die Geräte folgender Firmen:

Band I: AEG, AGA, Akkord, Arcs, Argus, Bärmer und Link, Eugen Bauer, Max Becker

Band II: Blaupunkt, Blohm, Roland Brandt, Carl Braun, Max Braun, BTT (Bild-Ton-Technik), Burger

Für die folgenden Bände noch eine Empfehlung. Bei den Wertangaben der Widerstände und Kondensatoren sollte man entweder Ω und F stets mitschreiben oder sich mit den Angaben k für kΩ, p für pF usw. begnügen. In bezug auf Einheitlichkeit wäre es auch ratsam, eine bestimmte Abkürzung für Ultrakurzwelle, Mittelwelle usw. zu benutzen (nicht wahlweise U, UK, UKW oder M, MW, Mittel). *Blodsun*

Dr.-Ing. Friedrich von Rautenfeld

### Impulsfreie elektrische Rückstrahlverfahren (CW-Radar)

Band 5 der Lehrbücherei der Funkortung

Deutsche Radar-Verlagsgesellschaft m. b. H., Garmisch-Partenkirchen, 1957

216 Seiten, 170 Bilder, 10 Zahlentafeln, Ganzleinen 32,— DM

Seit vielen Jahren ist bekannt, daß die Funkwellen von Körpern und Gegenständen aller Art reflektiert werden. Es vergingen aber Jahrzehnte, bis diese Erscheinung in der Technik nutzbar gemacht wurde. Die heute unter dem Namen Radar (Radio Direction and Ranging = Radio-Richtungs- und Entfernungsmessung) bekannte Funkmeßtechnik arbeitet zum überwiegenden Teil aus physikalisch-technischen Gründen bevorzugt mit der Impulstechnik, d. h. nach dem Prinzip der gelenkten Abstrahlung eines kurzen HF-Signals und Messung des Zeitunterschiedes, der zwischen der Aussendung des Ursprungssignals und dem Empfang seines Echos vom Reflexionsobjekt entsteht.

Die verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten der impulsfreien Rückstrahlverfahren sind daher in der breiteren Fachöffentlichkeit wenig bekannt geworden. Ein entsprechendes Fach- und Nachschlagwerk fehlte bisher gleichfalls gänzlich. Der Vorteil des erwähnten Impulsbetriebes besteht u. a. darin, daß er jederzeit eine zeitliche Trennung der Primär- und Rückstrahlung ermöglicht, so daß sich die elektrischen und statischen Vermaschungsbeziehungen zwischen Sender und Empfänger leichter beherrschen lassen und auch eine gemeinsame Antenne benutzt werden kann.

Den Impulsverfahren sind jedoch in der Radartechnik hinsichtlich der Anwendbarkeit gewisse Grenzen gesetzt. Dies trifft besonders für die Nahauflösung zu. Eine sichere Erfassung kleinerer Ortungsentfernungen ist hier nur mit außerordentlich kurzen Impuls- bzw. Umschaltzeiten und großem technischem Aufwand möglich. Es wird daher dann in vielen Fällen gern von der impulsfreien Rückstrahlortung — auch Dauerstrichverfahren oder CW-Radar genannt — Gebrauch gemacht. Bei diesem Verfahren sind im Gegensatz zu den Impulsradaranlagen die Sender und Empfänger gleichzeitig in Betrieb, so daß dem Problem der Primär- und Rückstrahlungstrennung im Rahmen der Lösungsbetrachtungen ganz besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden muß.

Mit dem Erscheinen des vorliegenden Fachbuches wird nunmehr dieses hochinteressante Sondergebiet der HF-Technik einem großen Leserkreis in allen Einzelheiten erschlossen. Der Verfasser ist durch seine langjährige richtungweisende Tätigkeit auf dem vorgenannten Spezialgebiet in der Lage, einen überaus gründlichen Gesamtüberblick über die Problematik, Technik und Verfahren der impulsfreien Rückstrahlortung zu geben. Gewinnt doch die CW-Radartechnik in der jüngsten Zeit für die Höhenmessung und Dopplernavigation in der Luftfahrt, für den Rangierbetrieb der Eisenbahn und zur Überwachung des Straßenverkehrs usw. erneut und verstärkt an Interesse.

Das Fachbuch enthält sechs Abschnitte und setzt im wesentlichen die Kenntnisse der mittleren Mathematik voraus. Im ersten Abschnitt werden die notwendigen theoretischen Grundlagen vermittelt. In den Abschnitten 2 und 3 dagegen wird anschließend über die Erfahrungen mit Entfernungen über 100 m und Geräte für Reichweiten unter 100 m berichtet. Hier sind gleichzeitig viele Schaltungen und Berechnungen zu finden. Der Folgeabschnitt ist etwas für die fachlichen Feinschmecker und befaßt sich mit der Fernwirkung durch Reflektormodulation. Der 5. Abschnitt gibt als Ergänzung eine Übersicht über weitere CW-Radarverfahren, während der letzte Fachteil den modernen impulsfreien Rückstrahlverfahren, wie z. B. Abstandsmessern mit Frequenzmodulation, CW-Radarmethoden mit zirkularer Polarisation und Doppler-Navigatoren vorbehalten ist. Der Abschluß des Buches wird dann von einem umfangreichen Literatur- und Sachwörterverzeichnis gebildet.

Die stoffliche Gestaltung des Buches ist in ihrer Gesamtheit bei aller wissenschaftlichen Strenge überaus klar und leichtverständlich gehalten. Die Schaltungen und Antennengebilde sind in den meisten Fällen zum besseren Verständnis der aufgeworfenen Probleme durchgerechnet worden. Es kommen daher in diesem Werke sowohl die Theoretiker als auch die Praktiker voll auf ihre Kosten. Das Fachbuch zeigt darüber hinaus gleichzeitig richtungweisend auf, daß der CW-Radartechnik im Zuge der Entwicklung noch ein sehr großes Betätigungsfeld offensteht, das nicht unbedingt ausschließlich auf dem Ortungsgebiet zu liegen braucht. Es wird daher besonders alle Forschungs- und Entwicklungsstellen interessieren, die sich mit den Problemen der elektrischen Rückstrahlverfahren für die Navigation der Flugsicherung, Signaltechnik, Meteorologie und sonstigen Anwendungsgebieten zu befassen haben. *Baier*

**Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.**